Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

11

LIRE 650

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - NOVEMBRE 1972



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

ARGENTINA	Pesos 9
AUSTRALIA	$ Au. 2
AUSTRIA	Sc. 32,50
BELGIO	Fr. Bg. 61
BRASILE	Crs. 10,50
CANADA	$ Can. 2,50
CILE	Esc. 25
DANIMARCA	Kr. D. 9,50
EGITTO	Leg. 2
ETIOPIA	$ Et. 4,50
FRANCIA	Fr. Fr. 7
GERMANIA	D.M. 6
GIAPPONE	Yen 650
GRECIA	D.Z. 41
INGHILTERRA	Lgs. 0,60
ISRAELE	L.I. 4,90
ITALIA	Lit. 600
JUGOSLAVIA	Din. 22
LIBANO	L. Lib. 4,20
LIBIA	Pts. 45
LUSSEM.	Fr. Bg. 61
MALTA	Lgs. M. 0,60
NORVEGIA	Kr. N. 9
OLANDA	Fr. Ol. 4,50
PERU'	Sol. 70
POLONIA	Zloty 5,10
PORTOGALLO	Esc. 36
SPAGNA	Pts. 90
SUD AFRICA	R. 1,50
SVEZIA	Kr. S. 6,50
SVIZZERA	Fr. sv. 5,50
TURCHIA	L.T. 20
U.R.S.S.	ryb. 2
URUGUAY	Pesos 450
U.S.A.	$ 2,10
VENEZUELA	Bs. 9,50



Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE!!!

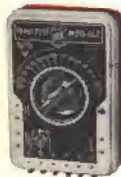
VOLTS C.A.: 11 **portate:** da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 **portate:** da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 **portate:** da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 **portate:** da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 **portate:** da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 **portata:** da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 **portate:** da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 **portate:** da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 **portate:** da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 **portate:** da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.



PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

CI AVVICINIAMO

Siamo a mezzo autunno, e il senso dell'anno che muore e dell'anno che nasce è già nell'aria. Coscienti o no, siamo portati a chiudere e riaprire. Che cosa? Tutto. La tradizione risalente dai millenni, legata all'alternarsi delle stagioni, è il bisogno di rinnovamento che si dischiude in noi in periodi ben definiti. Le brevi giornate dell'inverno fanno volgere pensieri e attese al rifiorire del mondo sotto il tepore del mite aprile.



Rinnovamento, se badate bene, non vuol dire cambiamento di rotta. I valori che abbiamo acquisito, come le nozioni e l'esperienza, non li vogliamo mai abbandonare ma conservare migliorandoli. In una parola, vogliamo progredire. Perciò il chiudere e riaprire di cui parlavamo poc'anzi si riuniscono negli atti che compiamo per portare avanti tutto il patrimonio di scienza e conoscenza che ci siamo costruiti con amore e costanza. Il solo patrimonio che nessuno può portarci via. Anzi, se lo dividiamo con gli altri, si rafforza dentro di noi. Abbiamo tutti un'attività professionale che ci impone di stare al corrente del progresso dell'elettronica; progresso scientifico, tecnico, industriale e commerciale. Noi, della rivista, lavoriamo precisamente per dare ai nostri lettori quel servizio prezioso. Assicuratevelo, rinnovando o iniziando l'abbonamento per il 1973. Poi non ci penserete più e per tutto l'anno avrete una ricchissima fonte di informazioni. Se poi considerate i doni, la convenienza vi salta agli occhi.

Nella pagina accanto vi sono tutti gli schiarimenti.
A presto.

ABBONAMENTI 1973

■ SPERIMENTARE/SELEZIONE RADIO - TV	L. 6.500
● ELETTRONICA OGGI	„ 7.000
■● LE DUE RIVISTE	„ 13.000

DONI PER GLI ABBONATI

■ **SPERIMENTARE/ SELEZIONE RADIO-TV**

1. **TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI** relative ad altrettanti montaggi che saranno descritti prossimamente
2. **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
3. **CARTA DI SCONTO G.B.C.**
4. **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI ELETTRONICI** (inserti)

● **ELETTRONICA OGGI**

1. **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI** (inserti)
2. **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
3. **CARTA DI SCONTO G.B.C.**

■● **LE DUE RIVISTE**

1. **TRE PIASTRE CIRCUITI STAMPATI** relative ad altrettanti montaggi che saranno descritti prossimamente
2. **CATALOGO G.B.C. componenti elettronici, 1050 pagine** (sarà spedito entro marzo 1973)
3. **CARTA DI SCONTO G.B.C.**
4. **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI ELETTRONICI** (inserti)
5. **AGGIORNAMENTI PERIODICI COMPONENTI PROFESSIONALI** (inserti)
6. **PRONTUARIO SEMICONDUTTORI 1973, 300 pagine**

FRA LE PAGINE DI QUESTO FASCICOLO E' INSERITO UN BOLLETTINO.
COMPLETATELO COL VOSTRO NOME E INDIRIZZO E CON L'IMPORTO DELL'ABBONAMENTO CHE AVRETE SCELTO.
PORTATELO ALL'UFFICIO POSTALE. GRAZIE.

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI
Editore: J.C.E.
Sped. in abb. post. Gr. III/70
Novembre 1972

SOMMARIO

in copertina:		antenne per radiocomunicazioni
	1602	alimentatore stabilizzato per integrati
realizzazioni sperimentali	1607	quattro convertitori cc/cc
	1611	amplificatore di potenza TBA 810-810A
	1615	l'accensione elettronica nei motori a scoppio
	1618	una fiera senza complessi
radioamatori	1619	le antenne trasmittenti ad onde corte
	1624	stazione tascabile per radioamatori
	1630	SSTV monitor per televisione a scansione lenta
	1641	costruitevi un ricevitore per i 144 MHz
scatole di montaggio	1655	adattatore di impedenza per CB
	1657	amplificatore stereo Hi-Fi - 20 + 20 W - Quadrik
	1667	alimentatore stabilizzato 4 ÷ 35 Vcc - 2,5 A
	1664	orologio digitale
	1669	oscillatori e filtri con controllo di frequenza a variazione resistiva semplice
schemi	1672	possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
brevetti	1679	
QTC	1680	
fotografia	1683	la fotografia ad alto contrasto
radiotecnica	1685	i moderni ricevitori professionali e per radioamatori
	1690	i semiconduttori
l'angolo del CB	1695	una via nuova per i CB
	1698	microfoni ceramici ultrasonici
sony bulletin	1707	amplificatore stereo TA-1140
equivalenze dei semiconduttori	1712	
nuovi prodotti	1715	preamplificatore miscelatore a 7 canali
rassegna delle riviste estere	1717	
i lettori ci scrivono	1727	
prontuario delle valvole elettroniche	1733	

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

		BRITISH	1640	FACON	1741	PFEIFER	1697	SICTE	1689
		B. S. R.	1596	GARRARD	1595	PHILIPS	1590-1735	SIEMENS EL.	1748
		B. & O.	1744	HELLESENS	1738	PIEZO	1582	S.I.T. SIEMENS	1743
AEROPICCOLA	1617	CASSINELLI	1737	I. C. E.	1586-1587	PRESTEL	1593	SOMMERKAMP	1678
AMTRON	1594-1600-1706	CHINAGLIA	1629	IRCI	1739	R. C. F.	1599	SONY	1601-1742
BASF	1747	ELAC	1740	KRUNDAAL	1745	SCUOLA		TENKO	1598
BERSTEIN	1694	ERSA	1623	PEERLESS	1736	RADIO ELETTRA	1746	UNAOHM	1597

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV
di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason -- A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli
Mauro Ceri - Arturo Recla

Rivista mensile di tecnica elettronica ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 7856
del 21-6-72

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 650

Numero arretrato L. 1.200

Abbonamento annuo L. 6.500

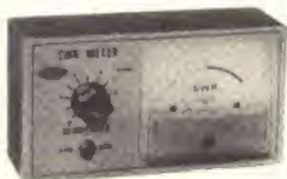
Per l'Estero L. 9.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.



SCATOLE DI MONTAGGIO PER RADIOAMATORI



UK 590

ROS - METRO

Questo strumento consente di misurare, in pochi secondi, il rapporto di onde stazionarie in modo da risolvere i problemi relativi all'adattamento dell'antenna e della relativa linea di discesa che fa capo al trasmettitore.
Impedenza: 52 Ω - Gamma di frequenza: 3 ÷ 150 MHz - Sensibilità dell'apparecchio regolabile in continuità.



UK 385

WATTMETRO R.F.

Realizzato con criteri di estrema semplicità e funzionalità. Consente un'accurata misura della potenza d'uscita dei trasmettitori. Strumento indicatore ad ampia scala per una più facile lettura.
Impedenza: 52 Ω
Gamme di frequenza: 26 ÷ 30 MHz; 144 ÷ 146 MHz.



UK 850

TASTO ELETTRONICO

Può comandare qualsiasi tipo di trasmettitore radiotelegrafico. Doppio comando per la velocità di emissione: LO 5 ÷ 12 parole/min.; HI 12 ÷ 40 parole/min. Comandi per regolare la velocità dei punti rispetto a quella delle linee. Oscillatore audio incorporato con intensità regolabile - Alimentazione: 220 Vc.a.



UK 370

AMPLIFICATORE LINEARE R.F.

L'UK 370 è adatto ad essere accoppiato a trasmettitori per radioamatori funzionanti nella gamma dei 26,5 ÷ 30 MHz allo scopo di soddisfare la particolare esigenza di una maggior potenza di emissione.
Potenza max a R.F. (con 2,5 W di eccitazione): 30 W
Potenza minima di eccitazione: ~ 0,7 W
Impedenza d'ingresso e d'uscita: 50 Ω - Alimentazione: 220 Vc.a.

ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI - APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZZATORI - RADIO-TV

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.

SP 436

SP 25 Mark III

401

AP 76

Zero 100S

se vuoi musica "vera"

Garrard

Zero 100S
nuovissimo giradischi «transcription» a due velocità: braccio a lettura tangenziale e stroboscopio.

SP 25 Mark III
offre all'appassionato tutte le caratteristiche di un giradischi HI-FI ad un prezzo moderato.

401
Il giradischi professionale per l'appassionato che vuole montare il suo braccio preferito; usato in sale di registrazione e stazioni di radiodiffusione.

AP 76
qualità «transcription» di grande precisione e tutti gli accorgimenti più avanzati.

Per informazioni dettagliate richiedete il nuovo catalogo Garrard.



SIPREL società italiana prodotti elettronici - 20121 milano - via s. simpliciano, 2 - tel.: (02) 86.10.96/97

G 470A

Tubo da 5", ridotte dimensioni, particolarmente adatto per il servizio TV; ma, per le ottime caratteristiche, può essere vantaggiosamente impiegato per tutte le applicazioni in elettronica ed elettrotecnica.

Amplificatore verticale
SENSIBILITA': 10 mV pp/cm.
RISPOSTA DI FREQUENZA: dalla c.c. a 10 MHz - 3 dB (15 MHz - 6 dB).
ATTENUATORE TARATO: in mVpp/cm.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 1 MΩ con 40 pF in parallelo.
CALIBRATORE INTERNO: 10 V ± 3%.

Amplificatore orizzontale
SENSIBILITA': 0,3 Vpp/cm.
RISPOSTA DI FREQUENZA: dalla c.c. a 500 kHz.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 50 kΩ/50 pF.

Asse dei tempi:
comandato da 100 ms/cm a 1 μs/cm.
SINCRONIZZAZIONE: dell'asse dei tempi mediante segnali interni ed esterni, TV linea o quadro con polarità positiva o negativa.

Asse Z
IMPEDENZA: 100 kΩ/100 pF.
SENSIBILITA': 10 Vpp positivi sono sufficienti per illuminare la traccia.



OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA

G 419R

Realizzato espressamente per quelle applicazioni dove è indispensabile l'osservazione simultanea di due fenomeni, sia per valutarne il rapporto di fase, forma o ampiezza.

Amplificatore verticale
SENSIBILITA': 50 mVpp/cm.
RISPOSTA DI FREQUENZA: dalla c.c. a 10 MHz.
ATTENUATORE: calibrato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 scatti).
IMPEDENZA DI INGRESSO: 1 MΩ/50 pF.
CALIBRATORE: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno con ampiezza di 1 Vpp ± 2%.
PRESENTAZIONE VERTICALE: solo canale A, solo canale B, canali A e B con presentazione simultanea o alternata.

Amplificatore orizzontale
SENSIBILITA': 100 mVpp/cm.
ATTENUATORE: a regolazione continua.

Asse tempi
TIPO DI FUNZIONAMENTO: ricorrente o comandato.
PORTATE: da 200 ms/cm a 0,5 μs/cm in 18 portate.
SINCRONIZZAZIONE: interna, esterna, alla frequenza di rete, TV linea a quadro, con polarità positiva e negativa, e con possibilità di regolazione continua.

Asse Z
IMPEDENZA DI INGRESSO: 100 kΩ con 20 pF in parallelo.
SENSIBILITA': 10 Vpp negativi per estinguere la traccia.

NOTA - L'oscilloscopio è disponibile con le stesse caratteristiche anche nella versione monotraccia - **G402 DR.**



OSCILLOSCOPIO A DOPPIA TRACCIA

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150424/425/426 □

RICETRASMETTITORI CB 27 MHz



Mod. 972 IAJ


Mod. GA-22



Mod. H 21-4


Mod. OF 670 M


Mod. KRIS - 23

TENKO

Ricetrasmettitore «TENKO»
Mod. 972 IAJ

6 canali 1 equipaggiato di quarzi
Indicatore S/RF
Controllo volume e squelch
14 transistori, 16 diodi
Completo di microfono e altoparlante
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 400 mW
Alimentazione: 12 Vc.c.
Dimensioni: 35 x 120 x 160

Supporto portatile
Mod. GA-22

Per ricetrasmettitore Tenko 972-IAJ
Completo di cinghia per trasporto, antenna telescopica incorporata.
Alimentazione:
13,5 Vc.c. tramite 9 batterie da 1,5 V
Dimensioni: 125 x 215 x 75

Ricetrasmettitore «TENKO»
Mod. H 21-4

23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Indicatore S/RF
Commutatore Loc-Dist
Presa per altoparlante esterno e P.A.
Completo di microfono
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Alimentazione: 13,5 Vc.c.
Uscita audio: 1,5 W
Dimensioni: 140 x 175 x 58

Ricetrasmettitore «TENKO»
Mod. OF 670 M

23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Controllo di volume e squelch
Indicatore intensità segnale
Presa per altoparlante esterno
Completo di microfono
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 2,5 W
19 transistori, 11 diodi, 1 I.C.
Alimentazione: 12 ÷ 16 Vc.c.
Dimensioni: 125 x 70 x 195

Ricetrasmettitore «TENKO»
Mod. KRIS - 23

23 canali equipaggiati di quarzi
Limitatore di disturbi
Indicatore 3/RF
Sintonizzatore Delta
Controllo di volume e squelch
Presa per microfono, antenna e cuffia
Alimentazione: 13,5 Vc.c. - 220 Vc.a - 50 Hz
Potenza ingresso stadio finale: 5 W
Uscita audio: 4 W
Dimensioni: 300 x 130 x 230

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA G.B.C. ITALIANA

RCF

Costruzioni elettroacustiche di precisione

PREAMPLIFICATORE PRM 80



CARATTERISTICHE:

INGRESSI:
N. 4 Micro
N. 1 Fono - mag.
N. 1 Fono - reg. in commutazione
N. 1 Ausiliario

USCITA:
Uscita per unità di potenza
Uscita per registratore
Uscita per cuffia

CONTROLLI:
4 Volumi micro
1 Volume fono - mag.
1 Volume fono - reg.
1 Volume generale
Toni alti Toni bassi
Commutatore gamma estesa (HF)
Gamma ristretta (PA)

ALIMENTAZIONE: Rete 40 - 60 HZ 110 - 240 V con cambiatensione universale; batteria 36 Vc.c. (70 mA).

RISPOSTA IN FREQUENZA:
IN POSIZIONE HF 20 - 30.000 HZ (— 3 dB)

RISPOSTA IN FREQUENZA:
IN POSIZIONE PA 150 - 30.000 HZ (— 3 dB)

USCITE:
Pilotaggio unità potenza - OdBm su 600 Ω (massima + 12 dBm)
Distorsione (+ 12 dBm) < 0,5 %
Registratore:
50 mV (indipendente volume generale per la sensibilità nominale)
(3 V massimo segnale).

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETO-DINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF 42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281

COSTRUITEVI IL TESTER UNIVERSALE 20.000 OHM/V

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità:
20.000 Ω/V in c.c.
4.000 Ω/V in c.a.

Volt. c.c.:
0,1 V, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V, 1.000 V

Volt. c.a.:
1,5 V, 15 V, 50 V, 150 V, 500 V, 1.500 V

Ampere c.c.:
50 μA, 0,5 mA, 5 mA, 50 mA, 500 mA, 5 A

Ampere c.a.:
250 μA, 50 mA, 500 mA, 5 A

Ohm - 6 portate:
Ωx0,1 ÷ Ωx10 kΩ

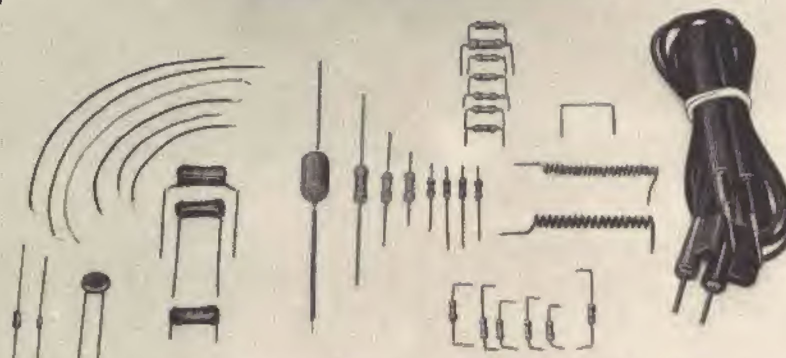
Decibel:
− 10 + 70 dB

Capacità - 4 portate:
0 ÷ 0,5 μF in c.a.
0 ÷ 5.000 μF in c.c.



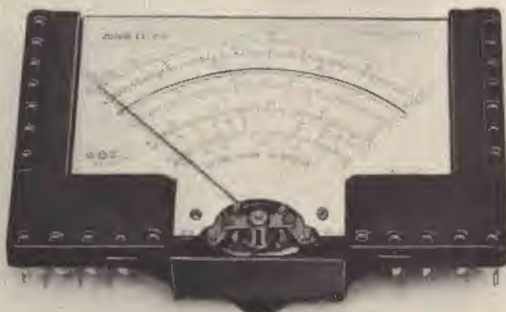
UK 432













Il tester universale AMTRON UK 432 è lo strumento ideale per tutti coloro che svolgono una qualsiasi attività, professionale o dilettantistica, nel campo delle applicazioni elettroniche ed elettriche.

SONY®



A TOP PERFORMING CAR STEREO CASSETTE-CORDER WITH EXCLUSIVE «SONY INSTALOAD» SISTEM

TC-10:

Registratore stereo a cassetta per auto di prestazioni superiori dotato del sistema esclusivo «SONY INSTLOAD» che rende l'apparecchio insensibile alle vibrazioni provocate dalle operazioni di guida, consentendo la riproduzione perfetta e la sicurezza di funzionamento.

- Dispositivo per l'espulsione automatica delle cassette a fine nastro.
- Possibilità di scegliere facilmente la parte di nastro che si vuole riprodurre.
- Facile e pratica installazione grazie ad uno speciale supporto per auto.
- Lampada indicatrice di marcia/arresto.
- Velocità: 4,8 cm/s.
- Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz.
- Potenza d'uscita: 6 W per canale.
- Alimentazione: 12 Vc.c. (negativo a massa) regolabile da 10,5 a 16 V.
- Dimensioni: 183 x 67 x 199.
- Peso: 2 kg.

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

ALIMENTATORE STABILIZZATO PER INTEGRATI

Prima di illustrare il progetto di questo mese, permettete ad un vostro amico di vecchia data due parole di presentazione per la sua nuova attività, e di spiegazione per questa iniziativa della vostra, anzi nostra rivista.
Riguardo a me posso dirvi, che dopo aver un po' girovagato da quel lontano 1964 in cui lessi con trepidazione il mio primo articolo, stampato su una rivista quindicinale di elettronica, alla ricerca non tanto di vantaggi personali, quanto di una organizzazione efficiente che mi consentisse di presentarvi progetti in modo tale che chiunque, anche alle prime armi, potesse realizzarli certo di ottenere buoni risultati, penso ora di essere finalmente giunto in un porto sicuro. D'ora in poi ci risentiremo quindi, a scadenze mensili, su queste pagine, e spero proprio che la mia attività incontri il vostro consenso. In ogni caso, lo sapete, ho letto sempre con molto piacere le vostre critiche o consigli, che potete indirizzare presso la redazione.

Gianfranco LIUZZI

La campagna abbonamenti, quest'anno si presenta particolarmente attraente, anche per il modo nuovo di offrire qualcosa di utile in cambio della vostra fedeltà alla rivista. Abbiamo pensato di regalare a tutti coloro che si abboneranno alla rivista per il prossimo anno, entro il 15-12-72, tre circuiti stampati che serviranno per la realizzazione di altrettanti interessantissimi apparecchi, presentati su questo e sui prossimi numeri di dicembre e gennaio. Come ognuno di voi potrà notare, si tratta di un impegno finanziario non indifferente, e pari in ogni caso ad un terzo della somma richiesta per l'abbonamento, senza contare gli altri doni.

Esaminiamo ora in particolare gli apparecchi che abbiamo pensato di presentarvi.

Il primo è un alimentatore stabilizzato per integrati; il secondo, che verrà presentato sul numero di dicembre, è un generatore sinusoidale di B.F.; il terzo, infine, che comparirà sul numero di gennaio, rappresenta in un certo senso una novità nel suo genere; si tratta infatti di una basetta per filodiffusione estremamente semplice da realizzare e da tarare.

Come vedete si tratta di tre circuiti completamente differenti, e questo perché ci siamo preoccupati di accontentare il maggiore numero possibile di gusti.

Così chi è appassionato di logica digitale troverà nell'alimentatore stabilizzato che presentiamo in questo numero un amico fedele che fornirà i 3 a 8 V necessari a far funzionare in modo perfetto qualsiasi tipo di integrato, grazie alle sue caratteristiche professionali.

Chi invece si interessa di bassa frequenza potrà usare il generatore sinusoidale che presenteremo a dicembre per provare qualsiasi tipo di amplificatore e controllarne la risposta in frequenza.

Infine la basetta per filodiffusione, grazie al diffondersi sul territorio nazionale di questo sistema di trasmissione, potrà essere utile a tutti, specie se si tiene presente che si tratta di un circuito nuovo, il quale, come già detto, non richiede l'uso di introvabili bobine, nè lunghe operazioni di taratura.

Per ora non diciamo altro per non togliervi il piacere della sorpresa, e passiamo senz'altro a descrivere il progetto di questo mese.

1973

1° progetto



Più che vaghe parole di commento, crediamo che riassumere in cifre le ottime caratteristiche di questo circuito, serva a dimostrarvi che si tratta di un apparecchio dalle prestazioni professionali, su cui potrete contare in ogni occasione, per alimentare circuiti integrati di ogni tipo.

La gamma di tensioni ottenibili in uscita varia da 3 a 8 V, mentre la massima corrente erogabile è di 1 A.

I dati suddetti sono stati ovviamente il punto di partenza per la elaborazione del circuito; vogliamo spiegarvi perché si è data la preferenza proprio ad essi, questo perché qualcuno potrebbe ad esempio chiedersi il motivo per cui la gamma di tensioni disponibili sia relativamente limitata. Chiariamo pertanto che per tale scelta abbiamo tenuto presente che le tensioni di alimentazione di quasi tutti i circuiti integrati digitali sono 3,6 e 5 V, per cui sarebbe già andato bene un alimentatore che fornisse da 3 a 6 V. Noi invece abbiamo voluto fare un poco di più, tenendo presente i nuovi tipi di integrati ad alta immunità che sono alimentati a 7,5 V.

Siamo così giunti come vedete ai due limiti di tensione prima detti: 3 e 8 V. Per quanto riguarda la corrente erogabile abbiamo potuto stabilirla con precisione. Trattandosi nel nostro caso di un apparecchio destinato ad alimentare componenti che risentono notevolmente delle variazioni nella tensione di alimentazione, tale controllo è stato particolarmente severo, per cui anche se il nostro circuito avrebbe potuto per le sue caratteristiche, fornire correnti più elevate, ma con una stabilizzazione discreta, abbiamo preferito limitare la corrente ad 1 A, ottenendo però una stabilizzazione ottima, come potete rilevare dalla tabella 1. In essa sono riportati i valori della caduta di tensione ΔV_u per diverse tensioni V_u in uscita, ed a diversi assorbimenti di corrente.

Dalla tabella suddetta potete innanzitutto rilevare i valori notevolmente bassi della ΔV_u e, cosa ancora più importante, che gli stessi rimangono perfettamente costanti, per un dato valore della corrente, al variare della V_u da 3 a 8 V. Si hanno delle piccole variazioni solo in corrispondenza della massima corrente erogabile, che per la cronaca è sufficiente ad alimentare ben 300 porte logiche o 100 flip-flop.

Altro dato molto importante in un alimentatore è il valore della tensione di ondulazione residua, che esprime in poche parole fino a qual punto la tensione alternata fornita dal trasformatore sia stata raddrizzata e livellata, ovvero resa continua.

Per il nostro apparecchio possiamo fornirvi un dato veramente ottimo, che abbiamo più volte controllato all'oscilloscopio: 2,5 mV x variazioni del carico e della tensione V_u da 0 al 100 %.

La costanza di tale parametro vi assicura che, se collegate all'alimentatore nuovi circuiti, mentre sono in funzione altri, non vi sarà nessuna variazione di funzionamento imputabile ad un accresciuto valore del-

CARATTERISTICHE TECNICHE	
Tensione di uscita	: **3 - 8 Vc.c.**
Corrente di uscita	: **1 A**
Limitazione di corrente	: **da 500 mA ad 1 A**
Protezione cortocircuito	: **accoppiata al limitatore di corrente**
Stabilità sul carico	: **2% per variazione carico da 0 a 100%**
Stabilità di rete	: **5% per variazioni di rete - 10%**
Ondulazione residua	: **0,5 mV per variazioni della tensione e del carico da 0 al 100%**
Alimentazione	: **125 - 220 V**
Transistori impiegati	: **BC108B - 2N1711 - BD142**
Diodi impiegati	: **4-10D1; 2,BA100**
Diodo controllato	: **IR106A**

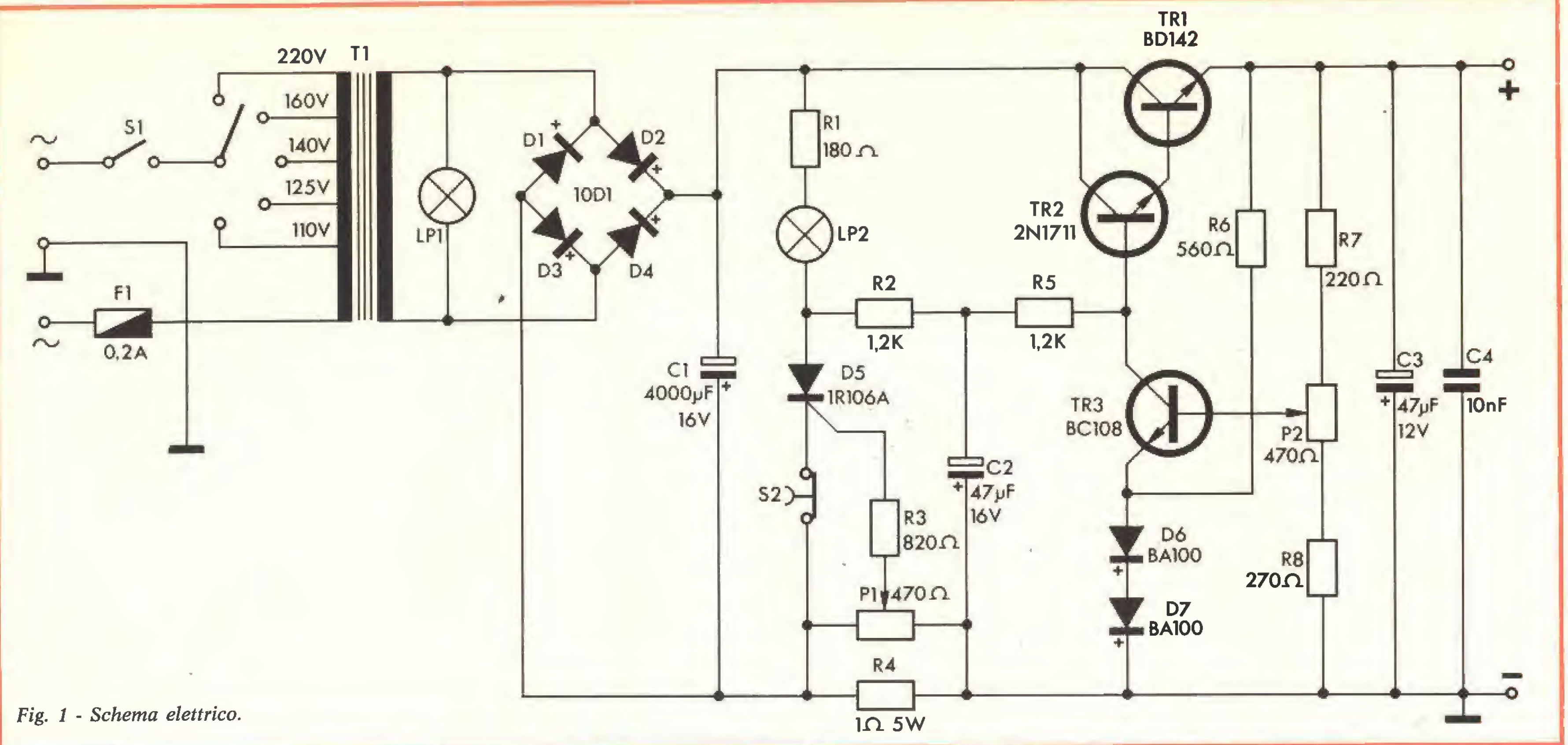


Fig. 1 - Schema elettrico.

ELENCO DEI MATERIALI	N. di Cod. G.B.C.
R1 : 180 Ω - ½ W	DR/6201-18
R2-R5 : 1,2 kΩ - ½ W	DR/6202-12
R3 : 820 Ω - ½ W	DR/6101-82
R4 : 1 Ω - 5 W	DQ/3109-10
R6 : 560 Ω - ½ W	DR/6201-56
R7 : 220 Ω - ½ W	DR/6201-22
R8 : 270 Ω - ½ W	DR/6204-27
P1 : 470 Ω - Trimmer	DP/0111-47
P2 : 470 Ω - Potenziometro	DP/2201-47
C1 : 4000 µF 16 Vn el.	BB/5310-30
C2 : 50 µF 16 Vn el.	BB/2987-05
C3 : 50 µF 12 Vn el.	BB/3380-10
C4 : 10 nF 50 Vn a disco	BB/1483-01
TR1 : BD-142 (oppure 2N3055)	YY/0258-00
TR2 : 2N1711	YY/6869-00
TR3 : BC-108-B	YY/0234-00
D1-2-3-4 : 10D1	YY/1464-00
D5 : IR-106A	YY/2343-00
D6-D7 : BA100	YY/2870-00
T1 : 12 V - 1 A	HT/3630-00
S1 : Interruttore	GL/1360-00
S2 : Pulsante	GL/0340-00
Portalampade doppio - verde-rosso	GH/2310-00
LP2 : Lampada 6 V - 50 mA	GH/0210-00
LP1 : Lampada 24 V - 50 mA	GH/0244-00
Cambio tensione	GE/0070-00
Portafusibile	GI/0550-00
F1 : Fusibile	GI/1606-00
Cavo rete	CZ/0215-00
C.S. Bachelite	
Dissipatore per BD 142	GC/1573-00
Manopola - Contenitore	
Distanziatori - Viti - Dadi - Trecciola	
Filo rame stagn. ∅ 0,8	
Amperometro 1 A	TS/1620-00
Voltmetro 10 V	TS/1243-00

TABELLA I - VALORI DELLA CADUTA DI TENSIONE AL VARIARE DEL CARICO E DELLA TENSIONE IN USCITA.

	3 V_{usc}		5 V_{usc}		8 V_{usc}	
220 V∼ rete	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**
0,2 A 0,5 A 1 A	0,03 V 0,05 V 0,09 V	0,0001 V∼ 0,00018 V∼ 0,0004 V∼	0,04 V 0,06 V 0,1 V	0,0001 V∼ 0,00028 V∼ 0,00065 V∼	0,05 V 0,1 V 0,2 V	0,00018 V∼ 0,0005 V∼ 0,0013 V∼
198 V∼ 10% rete	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**
0,2 A 0,5 A 1 A	0,03 V 0,06 V 0,1 V	0,0001 V∼ 0,0002 V∼ 0,0005 V∼	0,06 V 0,09 V 0,14 V	0,0001 V∼ 0,0003 V∼ 0,0008 V∼	0,05 V 0,13 V 0,27 V	0,0002 V∼ 0,0007 V∼ 0,0025 V∼
176 V∼ 20% rete	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**	**Caduta**	**Ripple**
0,2 A 0,5 A 1 A	0,02 V 0,06 V 0,12 V	0,0001 V∼ 0,0002 V∼ 0,0005 V∼	0,04 V 0,09 V 0,18 V	0,0001 V∼ 0,00035 V∼ 0,00095 V∼	0,08 V 0,18 V 0,77 V	0,0003 V∼ 0,001 V∼ 0,009 V∼

la tensione di ondulazione fornita dall'alimentatore medesimo. Infine, un altro dato molto importante è quello relativo alla variazione ΔV_u della tensione in uscita dell'alimentatore, per una variazione ΔV_i della tensione di rete. Noi lo abbiamo misurato nelle condizioni più gravose, ovvero a tensione e corrente massime, ottenendo egualmente un valore ottimo: V_u = 0,77 V per V_i = —20%.

Questo significa che se la tensione di rete scende a 176 V, in uscita si avrà sempre una tensione massima di 8 — 0,3 = 7,7 V, per un assorbimento di 1 A, ed ovviamente valori sempre più vicini agli 8 V nominali per assorbimenti inferiori.

Dopo aver visto le caratteristiche del circuito, che riassumiamo nella tabella, guardiamo lo schema elettrico di figura 1 ed esaminiamo il funzionamento dei vari stadi. Partendo dalla spina di rete, notiamo che l'accensione del circuito è comandata dall'interruttore S1. Quindi troviamo un fusibile che serve a prevenire eventuali cortocircuiti degli avvolgimenti del trasformatore. Per i cortocircuiti in uscita è infatti presente un circuito limitatore di corrente, molto efficace, di cui parleremo in seguito.

Proseguendo, si passa al secondario di T1, su cui è collegato il raddrizzatore a ponte costituito da quattro diodi tipo 10D1, che raddrizzano la tensione alternata fornita dal trasformatore, ed anche una lampadina spia, che indica se l'alimentatore è in funzione.

Dopo essere stata filtrata dal condensatore C1, di capacità elevata per ottenere una tensione di ondulazione minima in uscita, la tensione continua ottenuta, di circa 15 V, viene applicata al circuito stabilizzatore. La sezione stabilizzatrice vera e propria è costituita dal transistore TR3, BC108B che funziona da amplificatore della tensione di errore, e da TR1 e TR2 che formano un amplificatore tipo «Darlington». La tensione di riferimento presente nel circuito di emettitore di TR3 è ottenuta con due diodi al silicio tipo BA-100 collegati in serie

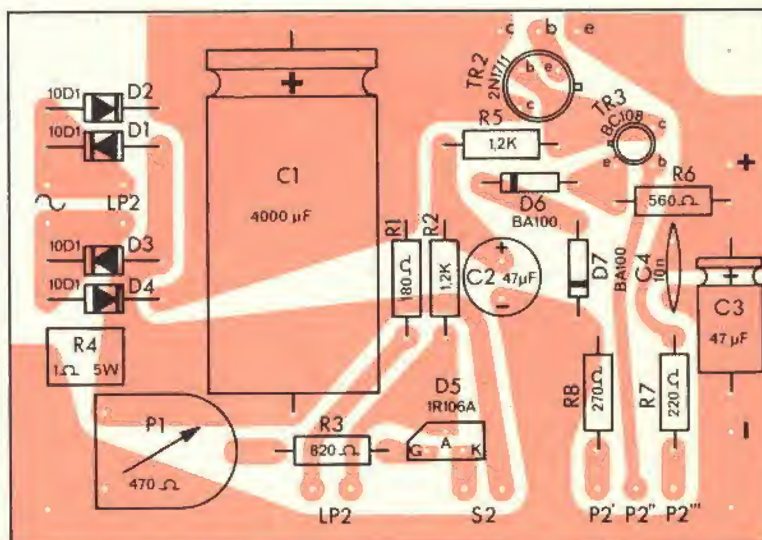


Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato e disposizione dei componenti.

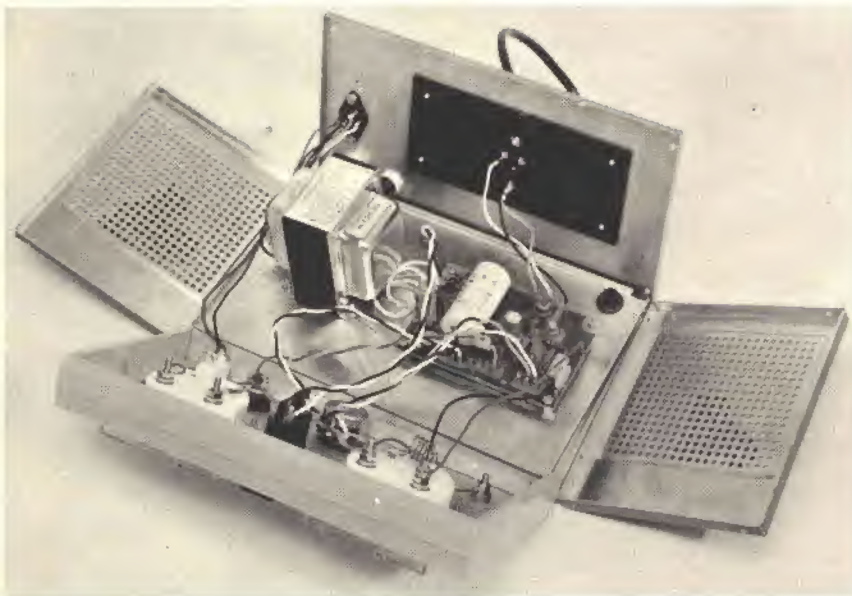


Fig. 3 - Vista interna dell'alimentatore a montaggio ultimato.

e polarizzati direttamente dalla tensione stabilizzata.

Per spiegare come avviene il funzionamento della sezione stabilizzatrice, supponiamo che la tensione d'uscita, per un motivo qualsiasi, sia soggetta ad una diminuzione. Tale variazione di tensione, tramite il partitore formato da R7, P2, R8 si ripercuoterà naturalmente sulla tensione di base del transistore TR3 BC108B che, riferita alla sua tensione di emettitore stabilizzata dai diodi BA-100 (tensione di riferimento), avrà il suo punto di funzionamento spostato, creando una variazione della tensione del collettore e anche quella della base del transistore TR2-2N1711.

La variazione di tensione di base di TR2, a sua volta, produrrà un aumento della polarizzazione del suo emettitore ed anche un aumento della tensione di emettitore di TR1, riportando così la tensione di uscita al suo valore iniziale. Lo stesso ragionamento vale per una variazione della tensione in aumento invertendo le diverse funzioni di TR1 TR2 TR3.

Il circuito che serve di protezione contro i cortocircuiti, o gli eventuali sovraccarichi, è essenzialmente costituito dall'SCR (tiristore) IR-106A. Come è noto un tiristore non è altro che un diodo controllato, che ha la caratteristica di possedere una elevata resistenza, fra catodo ed anodo, quando non conduce, tale resistenza diminuisce notevolmente se esso viene portato in conduzione.

Lo stato di conduzione si verifica quando la tensione del gate è sufficiente a fare innescare l'SCR. Nel circuito in questione, questa tensione di innesco può essere fissata a piacere, regolando il trimmer potenziometrico P1 da 470 Ω. La regolazione va eseguita in modo da provocare l'innesco quando il carico supera la corrente di 1 A.

Non appena l'SCR entra in conduzione si manifesta una rapida diminuzione di tensione sul suo anodo, e di conseguenza, non avendo più alimentata la base TR2, si interdice e, a sua volta, si isola anche TR1, eliminando la tensione in uscita. Quando l'SCR entra in conduzione, oltre a togliere la tensione a TR2, determina l'accensione della lampada spia LP1 che serve come indicazione visiva di cortocircuito o sovraccarico.

Non appena si sarà provveduto ad eliminare le cause del cortocircuito o sovraccarico, il circuito potrà essere riportato nelle normali condizioni di funzionamento, premendo il pulsante RESET, mediante il quale si toglie momentaneamente la tensione all'SCR, riportandolo nelle condizioni di interdizione, permettendo così all'alimentatore di erogare la tensione di uscita.

Gli strumenti inseriti in uscita consentono una lettura immediata e contemporanea dei valori di tensione e corrente forniti dall'alimentatore. I condensatori C3-C4 presenti in uscita servono ad eliminare il verificarsi di oscillazioni in alta ed in bassa frequenza, in quanto potrebbero disturbare notevolmente i circuiti alimentati. Terminata l'analisi del circuito elettrico, passiamo a brevi note di montaggio. Dalle foto potete vedere la disposizione da noi adattata nel prototipo, che però può essere variata a piacere.

L'amperometro ed il voltmetro, non indicati sullo schema elettrico, devono essere inseriti rispettivamente tra il positivo del C.S. e la boccola positiva d'uscita e tra la boccola positiva e la massa.

In fig. 2 è riportata la vista serigrafica del circuito stampato e del piano di montaggio, relativo a tutti i componenti del circuito, con esclusione del trasformatore, dei potenziometri, degli strumenti e di quegli accessori che verranno collegati al telaio, e anche di TR1 che deve essere fissato sul retro della scatola metallica, isolandolo con l'apposita piastrina di mica, ovvero su di un dissipatore metallico, nel caso optiate per una scatola in plastica.

Riguardo alle operazioni di messa a punto nulla da dire, in quanto una volta montato correttamente, il circuito deve funzionare subito, per cui non vi resterà che controllare la tensione in uscita, variandola con il potenziometro P2.

Circa la reperibilità dei componenti, ripetiamo che il circuito stampato verrà fornito in omaggio a tutti coloro che si abboneranno o rinnoveranno il loro abbonamento alla rivista per il prossimo anno.

Per tutti gli altri componenti abbiamo riportato i numeri di catalogo G.B.C. presso le cui filiali o punti di vendita potrete reperirli.

Nell'augurarvi buon lavoro, vi ricordiamo di rinnovare o sottoscrivere quanto prima il vostro abbonamento, in modo da ricevere subito il circuito stampato necessario per realizzare questo ottimo alimentatore stabilizzato, ed anche quelli relativi agli interessantissimi progetti che vi presenteremo nei prossimi due numeri.

QUATTRO CONVERTITORI cc/cc

di L. CASCIANINI

Vengono dati tutti gli elementi indispensabili per la realizzazione di quattro differenti tipi di convertitori cc/cc (chopper) particolarmente adatti all'alimentazione di piccole apparecchiature accessorie solitamente presenti a bordo di autoveicoli.

La tensione di alimentazione di cui dispone un'auto è la tensione continua della batteria da 12 V. Non è raro il caso però in cui per l'alimentazione di piccole apparecchiature elettroniche accessorie occorra poter disporre di valori di tensione continua più elevati. Per poter soddisfare a queste esigenze presentiamo ai nostri lettori 4 tipi di convertitori cc/cc (chiamati anche chopper) molto adatti allo scopo.

I transistori impiegati sono i tipi Philips BSW66 e BSW68 (figura 1) particolarmente adatti per convertitori cc/cc; in quanto sopportano senza danno il picco di extra tensione che si ha tutte le volte che viene aperto un circuito comprendente un'induttanza.

Il problema dell'interruzione di un carico induttivo attuata con un dispositivo a semiconduttore è un problema che il progettista deve continuamente affrontare e non solo con i transistori ma anche con i tiristori e i triac. Il problema è scottante e va risolto nel modo più razionale in quanto il picco della tensione che si ha all'apertura del circuito può distruggere la giunzione del dispositivo e quindi rendere inservibile il transistore o il tiristore. Questo problema non esiste quando si chiude un circuito induttivo.

I transistori BSW66/BSW68 possono sopportare tensioni di rottura tra collettore ed emettitore ($V_{CEO\ max}$) dell'ordine di 100÷150 V ed una potenza dissipata massima di 5 W alla temperatura dell'involucro di 25°C. Sono transistori planari epitassiali al silicio NPN ed hanno il collettore collegato al contenitore (TO-39).

Questi transistori sono pertanto

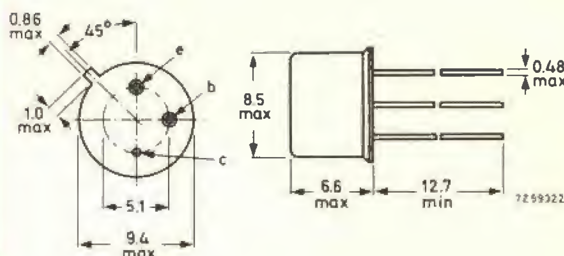


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro in mm e collegamenti agli elettrodi nei transistori BSW 66/67/68. Il collettore è collegato al contenitore (TO-39).

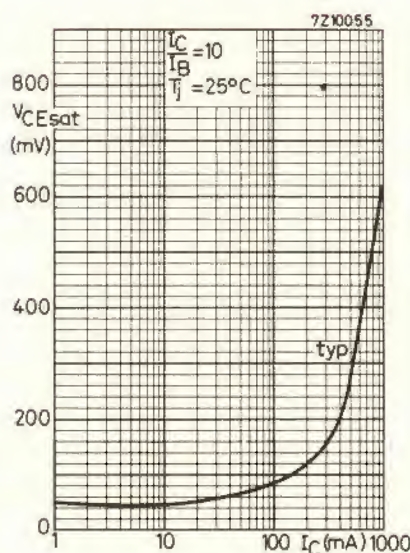


Fig. 2 - Curve caratteristiche dei transistori BSW 66/67/68. (a sinistra) Tensione di saturazione tra collettore ed emettitore ($V_{CE\ sat}$) in funzione della corrente di collettore (I_C). (a destra) Tensione di saturazione tra base ed emettitore ($V_{BE\ sat}$) in funzione della corrente di collettore (I_C).

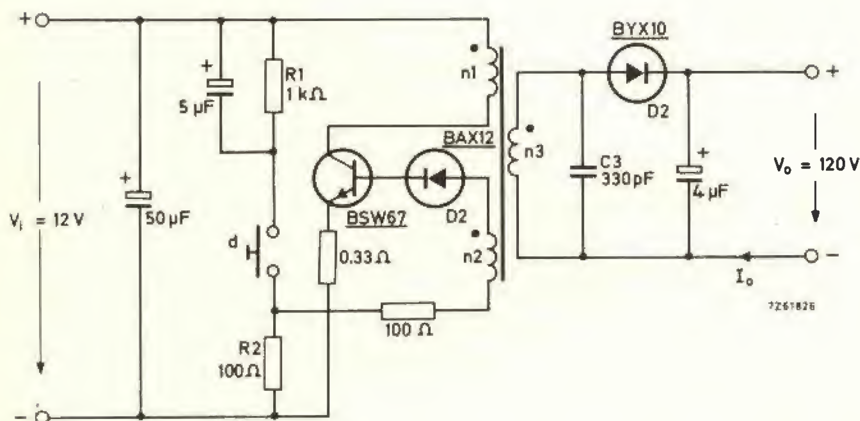


Fig. 3 - Schema elettrico del convertitore cc/cc da 12 V/120 V, 25 mA.

particolarmente adatti ad essere impiegati nei convertitori cc/cc che descriviamo. Infatti, un convertitore cc/cc non è altro che un dispositivo nel quale **all'ingresso** viene interrotto con una certa frequenza, un circuito fortemente induttivo, alimentato dalla tensione cc che si vuole convertire. Un trasformatore eleva questa tensione continua «a pezzetti» (che in realtà è poi una tensione alternata) al valore desiderato; un diodo provvede al raddrizzamento di questa tensione alternata.

CONVERTITORE cc/cc DA 12÷125 V 25 mA

Il circuito è riportato in fig. 3 e «trasforma» una tensione continua da 12 V a 125 V (25 mA). E' un convertitore autooscillante. La sua tensione d'uscita, entro certi valori, è sensibile alle variazioni del carico. In questo tipo di convertitore viene immessa corrente nel carico **durante** il tempo in cui il transistore conduce (interruttore chiuso); il valore di picco della corrente di collettore dipende dal carico.

Per il rapporto di trasformazione si usa la stessa formula di un normale trasformatore di rete e cioè:

$$\frac{n3}{n1} = \frac{V_o}{V_i}$$

dove:
n3 = numero spire secondario
n1 = numero spire primario
V_o = tensione al secondario (tensione d'uscita)
V_i = tensione al primario (tensione d'ingresso)

Per un dato valore della tensione d'ingresso (V_i), della tensione di uscita (V_o) e della potenza d'uscita (P_o), il valore della corrente di collettore è dato dalla seguente formula:

$$I_{CM} = \frac{4}{3}\frac{P_o}{\eta V_i}\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right)$$

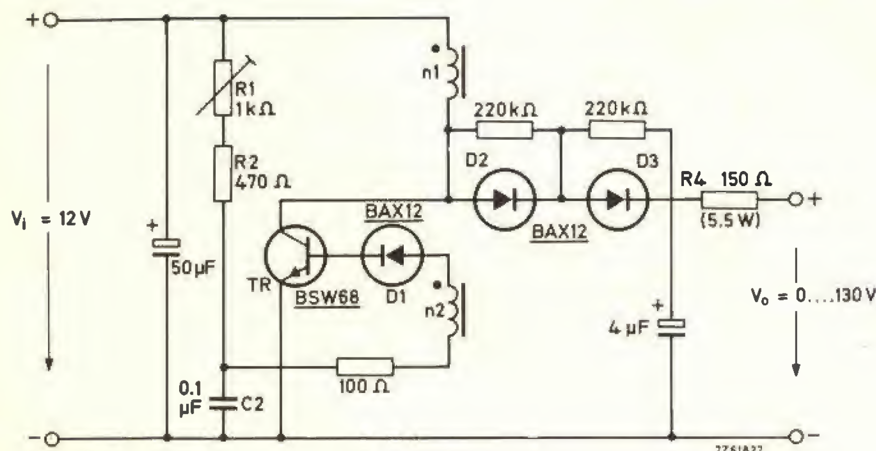


Fig. 4 - Schema elettrico del convertitore cc/cc da 12 V/130 V per 2,5 W o 0,8 W.

nella quale:
t_1 = tempo di chiusura del circuito
t_2 = tempo di apertura del circuito
η = rendimento del trasformatore e del circuito.

Siccome la frequenza di lavoro del convertitore, per non essere udita viene scelta di valore elevato, le dimensioni del trasformatore risulteranno ridotte ed il rendimento complessivo (η) sarà dell'ordine di 0,7.

L'impulso «di ritorno» che si ha durante il tempo di apertura del circuito (t_2) viene ridotto in ampiezza da C_3 il quale a sua volta determina il valore dello stesso t_2 (nel senso che aumentando C_3 aumenta anche t_2).

I valori delle tensioni di picco presenti sul transistore e sul diodo D_2 si calcolano con le seguenti formule:

$$V_{CEM} = V_i \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\frac{\pi}{2}\right)$$

$$V_{DM} = V_o \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\frac{\pi}{2}\right)$$

Nel circuito di fig. 3 V_{CEM} = = 100 V e I_{CM} = 600 mA. La frequenza di oscillazione è 20 kHz senza carico e 13 kHz con una corrente di uscita di 25 mA.

Grazie al valore elevato di V_{CEO}, caratteristico dei transistori BSW66 /67/68, è possibile scegliere un rapporto $t_1/_2$ (tempo di chiusura/tempo di apertura) di valore elevato come pure una tensione d'ingresso (V_i) di valore elevato. Il diodo D_1 è inserito per limitare la massima V_{CBO}. Siccome il pulsante **d** viene pressato solo per dare inizio alle oscillazioni, una crescente corrente d'uscita non potrà produrre un aumento di V_{EB}, e di conseguenza il circuito risulterà automaticamente protetto nei confronti di eventuali cortocircuiti d'uscita.

ELENCO MATERIALI

Trasformatore:

nucleo ad olla P18/11
(vedi catalogo G.B.C. Redist pag. 21)
corpo di bobina a sezione unica
A_L = 315 nH (± 3%)

n_1 = 40 spire di filo di rame smaltato (CuL) da 0,32 mm
n_2 = 12 spire di CuL da 0,15 mm
n_3 = 420 spire di CuL da 0,1 mm
● = punti di polarità identica

Resistori:

tolleranza ± 5%; 0,5 W.
Resistenza termica massima ammissibile tra il dissipatore di calore dei transistori e l'ambiente $R_{th\ rad-a}$ = 20 °C/W.

CONVERTITORE cc/cc DA 12 ÷ 130 V; 2,5 W OPPURE 0,8 W

Lo schema elettrico è riportato in fig. 4. Si tratta di un convertitore cc/cc autooscillante che lavora con una tensione d'ingresso di 12 V e può fornire una potenza d'uscita di 2,5 W o di 0,8 W ad una tensione d'uscita da 0 V a 130 V.

In questo convertitore ed in quelli delle figg. 5 e 6, l'energia viene immagazzinata nella bobina di arresto o nel trasformatore **durante il tempo di «chiusura» del transistore.** Durante il tempo di apertura, i due diodi D_2 e D_3 applicano l'impulso di ritorno ad un condensatore di spianamento ed al carico. Il carico non ha alcuna influenza sull'energia immagazzinata e di conseguenza la tensione d'uscita dipenderà notevolmente dal carico.

Nel circuito di fig. 4 (versione da 2,5 W), il resistore R_4 (150 Ω) impedisce che il convertitore venga distrutto in caso di cortocircuito dei terminali di uscita del convertitore.

Per adattare il circuito di fig. 4, alla versione da 0,5 W è necessario cambiare il valore di alcuni componenti come indicato più avanti.

Nella versione da 0,8 W, non succede nulla di grave qualora venga tolto il carico; ciò per il fatto che i valori dei componenti sono tali da impedire che il transistore superi il limite massimo di dissipazione.

I valori di R_1, R_3, C_2 sono tali per cui il convertitore comincia ad oscillare non appena viene superata la tensione di alimentazione di 2 V.

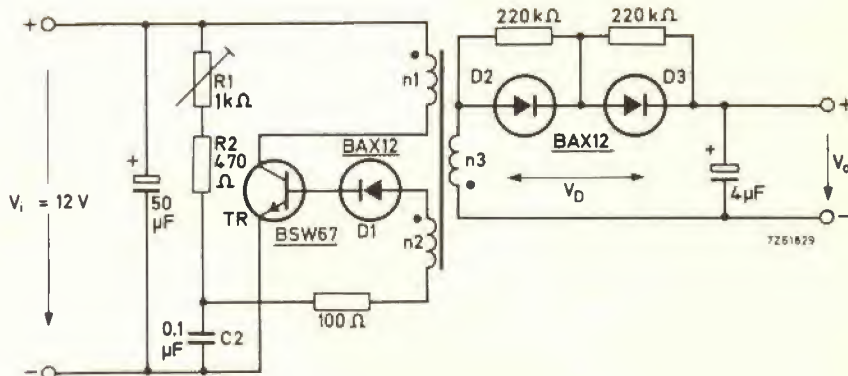


Fig. 5 - Schema elettrico del convertitore cc/cc da 2,5 W.

Dati caratteristici principali delle due versioni			
P_o = 2,5 W			P_o = 0,8 W
V_o	=	0 V ... 145 V	0 V ... 145 V
P_{tot} transistore	=	1,4 W	2,8 W
f	=	20 kHz	40 kHz
η	=	0,74	0,65

Il rendimento più scarso della versione a 0,8 W è dovuto al fatto che alla frequenza di lavoro di 40 kHz, le perdite sono maggiori.

ELENCO MATERIALI

Trasformatore:

nucleo ad olla P14/8 (catalogo G.B.C. Redist pag. 20)
corpo di bobina a sezione unica
A_L = 160 nH (± 3%)
n_1 = 80 spire di filo di rame smaltato (CuL) da 0,3 mm
n_2 = 20 spire di CuL da 0,1 mm
● = punti di identica polarità

Resistori:

± 5%; 0,5 W salvo diversamente specificato

Radiatore:

$R_{th\ rad-amb \cdot max}$ 50 °C/W (versione 2,5 W)

Per la versione da 0,8 W si dovranno introdurre le seguenti varianti:

R_1 = 2,2 kΩ; 0,25 W
R_2 = 3,3 kΩ
R_4 = 150 Ω; 2 W
$R_{th\ rad-amb}$ = max 10 °C/W

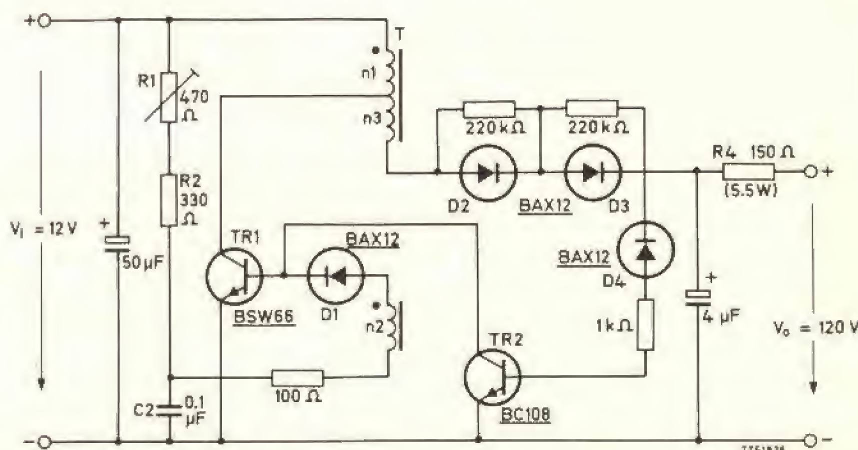


Fig. 6 - Schema elettrico del convertitore cc/cc da 3 W.

CONVERTITORE cc/cc DA 2,5 W

Il circuito è indicato in fig. 5, ed è alimentato, come gli altri, con 12 V. La potenza d'uscita è 2,5 W. Questo convertitore può lavorare per un breve periodo con il carico non collegato; non tollera invece il cortocircuito all'uscita. Per questo convertitore valgono le seguenti formule:

$$V_o = \frac{n_3}{n_1} V_i \frac{t_1}{t_2}$$

$$V_{CEM} = V_i \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right)$$

$$V_{DM} = V_o \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)$$

$$I_{CM} = \frac{2}{\eta} \frac{P_o}{V_i} \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)$$

In pratica, il rapporto più favorevole per t_1 e t_2 si è dimostrato il seguente:

$$\frac{t_1}{t_2} = 2 \ldots 3.$$

Ciononostante esso non è critico e può variare anche da 1 a 10. Grazie alla elevata tensione di rottura ($V_{(BR)\ CEO} = V_{CEO\ max}$ dei transistori BSW 66/67/68 che tale rapporto può essere tenuto elevato e il rapporto n_3/n_1 tenuto basso.

E' per questo motivo che in questo convertitore si hanno più possibilità all'uscita, per esempio, una **tensione** elevata oppure una **potenza** elevata.

Se il transistore lavora in condizioni di $V_{CEO\ max}$ (il che significa che n_3/n_1 è scelto tanto basso quanto lo consente $V_{CEO\ max}$) abbiamo:

$$n_3 = \frac{n_1 V_o}{V_{CEO\ max} - V_i}$$

In queste condizioni, la tensione d'uscita massima ottenibile si ha per $n_1 = n_3$ ed ammonta a:

$$V_{o\ max} = V_{CEO} - V_i$$

I dati più importanti per il circuito di fig. 5 sono i seguenti:
P_{tot} transistore = 1,3 W
f = 20 kHz
η = 0,76.

ELENCO MATERIALI
Trasformatore:

nucleo ad olla (vedi Cat. G.B.C. Redist pag. 2) corpo di bobina ad una sezione
A_L = 315 nH (± 3%)
n_1 = 50 spire di filo di rame smaltato (CuL) da 0,3 mm
n_2 = 13 spire di CuL da 0,1 mm
n_3 = 50 spire di CuL da 0,3 mm
● = punti della stessa polarità

Resistori:

± 5%; 0,5 W

Radiatore:

$R_{th-rad-amb}$ = max 50 °C/W

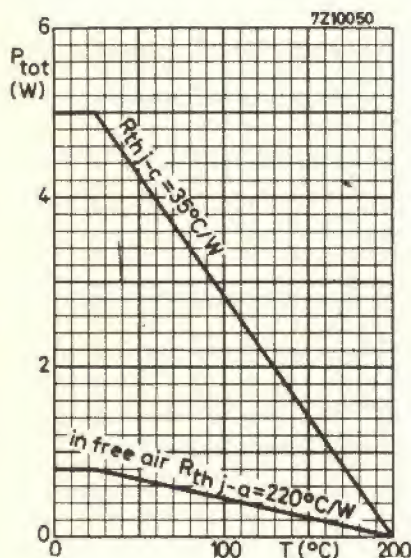


Fig. 7 - Potenza d'uscita (P_{tot}) in W in funzione della temperatura (T) in °C nei transistori BSW 66/67/68; (in alto) per una resistenza termica (R_{th}) tra giunzione e contenitore di 35 °C/W; (in basso) per una resistenza termica tra giunzione e ambiente di 220 °C/W (transistore in aria libera).

CONVERTITORE cc/cc DA 3 W

Il circuito di fig. 6 lavora con un autotrasformatore. Valgono le seguenti equazioni:

$$n_3 = n_1 \frac{V_o - V_i}{V_{CEO\ max} - V_1} - 1$$

La massima tensione d'uscita è data da:

$$V_{o\ max} = \frac{n_3}{n_1} + 1$$

$$V_{CEO\ max} - \frac{n_3}{n_1} V_i.$$

Questo convertitore può avere la uscita aperta oppure in corto senza che alcun componente venga danneggiato. Quando il carico viene tolto, la tensione d'uscita viene limitata da D_1 che cortocircuita, sulla base di TR_1, la tensione di pilotaggio proveniente da TR_2.

Siccome la tensione inversa di rottura varia tra 120 V e 175 V, nell'equazione seguente si dovrà assegnare a V_o il valore di 175 V.

$$\frac{n_3}{n_1} = \frac{V_o - V_i}{V_{CEO\ max} - V_i} - 1$$

I dati più importanti di questo convertitore sono i seguenti:
P_{tot} transistore TR_1 = 1,6 W
f = 20 kHz
η = 0,75.

ELENCO MATERIALI
Trasformatore:

nucleo ad olla (vedi Cat. G.B.C. Redist pag. 21) corpo di bobina a sezione unica
A_L = 315 nH (% 3±)
n_1 = 50 spire di filo di rame smaltato (CuL) da 0,3 mm
n_2 = 13 spire di CuL da 0,1 mm
n_3 = 50 spire di CuL da 0,3 mm
● = punti di polarità uguale

Resistori:

± 5%; 0,5 W salvo diversamente specificato

Radiatore per TR1:

$R_{th-rad-amb}$ = max 40 °C/W

In fig. 7 sono riportate le caratteristiche termiche dei transistori impiegati.

AMPLIFICATORE DI POTENZA TBA 810 - 810 A

di Mike JEY

Presentiamo una realizzazione elettronica tipicamente italiana. Si tratta di un circuito integrato di bassa frequenza prevalentemente destinato ad impieghi civili (impiego tipico: finale di potenza per televisori).

La ATES che è la casa costruttrice di questo nuovo circuito integrato, si sta sempre più inoltrando in questo campo e con prestazioni sempre più avanzate. Così dopo il già ben noto TBA 800, ecco il TBA 810 con la variante TBA 810 A che allargano il campo di applicazioni.

Questa ditta sta inoltre approntando altri integrati per i vari stadi del televisore; recentemente ha realizzato un demodulatore per impianti stereo di notevole interesse.

CARATTERISTICHE DEL TBA 810 - 810A

Il TBA 810 è un «integrato monolitico» in involucro plastico con 12 piedini e due alette di dissipazione da impiegare come amplificatore di potenza in bassa frequenza.

Possiede una dissipazione intrinseca tale da permettere 2 W di uscita. Se semplicemente collegato al rame del circuito stampato come alette di dissipazione la potenza di uscita sale e raggiunge i 4 W.

Operando come amplificatore in classe B il TBA 810 permette 6,5 W di uscita con 16 V di alimentazione e 4 Ω di carico di uscita; abbassando la tensione si ha:

— 5,5 W per i 14 V di alimentazione e 4 Ω di carico
— 2,3 W per i 9 V di alimentazione e 4 Ω di carico
— 1,0 W per i 6 V di alimentazione e 4 Ω di carico.

Il TBA 810 può operare con una vasta gamma di tensioni di alimentazione (da 3,5 a 20 V) e può fornire un picco di corrente fino a 2 A con un buon rendimento (il 65% per i 5 W di uscita).

La disposizione circuitale dell'integrato comporta inoltre una distorsione armonica veramente ridotta ed una bassa percentuale di intermodulazione.

Il TBA 810A ha le stesse caratteristiche elettriche del TBA 810 con la sola differenza che le alette di dissipazione sono sagomate in modo che possa venire agevolmente connesso un dissipatore (vedi figura 6).

Ciò risulta particolarmente utile quando si impiega il circuito come amplificatore finale di bassa frequenza delle autoradio (che richiedono buona potenza di uscita); in questi apparati infatti il contenitore fornisce agevolmente un elemento di dissipazione.

Esaminiamo ora le condizioni di lavoro e le prestazioni limite:

— Tensione di alimentazione: Vs 20 V
— Picco di corrente di uscita (non ripetibile): Io 3 A
— Corrente di uscita (ripetibile): Io 2,2 A
— Potenza dissipazione con temperatura ambiente = 55°C: Pd 1 W
  con alette di dissipazione a Tab = 90°C 5 W
— Temperatura di immagazzinaggio: Ts — 25 ÷ + 85°C

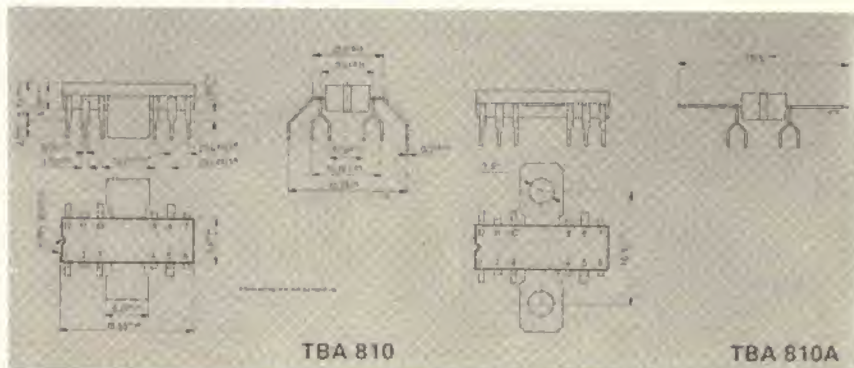


Fig. 1 - Dimensioni meccaniche del TBA 810 e TBA 810A.

Fig. 2 - *Circuito elettrico dell'integrato TBA 810.*

— Temperatura di giunzione:
Ti − 25 ÷ + 150°C

Vediamo poi i dati termici:

— Resistenza termica tipica tra giunzione ed alette di dissipazione: Rth j-tab 12°C/W
— Resistenza termica tipica tra giunzione ed ambiente: Rth j-a 90°C/W

Riportiamo a parte le caratteristiche di lavoro: (Vedi tabella).

La fig. 1 illustra le dimensioni meccaniche del TBA 810 con tutte le quote relative in mm. Le due alette di dissipazione possono venire ripiegate in modo da farle aderire al piano metallizzato del circuito stampato sul quale vengono saldate.

IL CIRCUITO ELETTRICO DELL'INTEGRATO

In fig. 2 abbiamo riportato il circuito elettrico ad accoppiamenti ovviamente in sola «corrente continua» tipico di un integrato tra l'altro di notevole sensibilità come il TBA 810.

Per seguire bene il circuito nel suo funzionamento è utile fare osservare agli schemi pratici di fig. 3 e 4.

E' così possibile avere un riferimento per i terminali di connessione.

E' interessante notare la complessità e nello stesso tempo il gioco armonico ed essenziale dei componenti.

Siamo arrivati a tecniche raffinatissime che tengono conto di tutta una serie di fattori tecnici, da un lato, e tecnologici dall'altro, in un sottile gioco di compromesso.

Le tecniche di preselezione e di selezione successiva vera e propria introdotte nelle varie fasi di lavorazione hanno d'altra parte drasticamente ridotto i prezzi eliminando in pratica gli scarti (ridotti a percentuali modeste) negli ultimi stadi di fabbricazione.

L'insieme di queste migliorie tecnico-pratiche ci può spiegare lo slancio produttivo assunto dai circuiti integrati in questi ultimi tempi.

Va pure sottolineato che anche la scelta del materiale plastico di copertura ha sensibilmente influito sulla «reliability» od affidabilità del componente.

Gli integrati professionali si sono addirittura valsi di coperture «ceramiche» che hanno ancor meglio permesso una valida difesa contro l'influenza degli elementi ambientali in special modo l'umidità.

SCHEMI PRATICI DI REALIZZAZIONE

In fig. 3 abbiamo riportato lo schema tipico con cui si è provato l'integrato e che ha permesso di ricavare le caratteristiche qui riportate. Il piedino 6 con un circuito RC (500 μF e 56 Ω) condiziona, assieme al piedino 5 con C4, il circuito di controreazione e per conseguenza l'amplificazione e la banda di lavoro.

Per l'impiego del circuito dai radioamatori per i quali la banda fonica utile va solo dai 300 ai 2.200 periodi, può essere interessante maggiorare R1 e diminuire C4 in modo da guadagnare in amplificazione e stringere la banda effettiva di lavoro.

Questa considerazione vale anche per il circuito di fig. 4.

Esso rispetto al precedente permette il vantaggio sia di impiegare

Fig. 3 - *Circuito pratico dell'amplificatore con carico collegato a massa.*

un numero minore di componenti che di consentire un buon funzionamento anche per ampie escursioni della tensione di alimentazione a causa del progressivo esaurirsi delle pile.

Il guadagno tipico di tensione è di ben 80 dB e la resistenza propria di ingresso così alta che si può impiegare senz'altro un potenziometro da 100 kΩ in ingresso per il comando di volume.

Ciò permette l'impiego anche di microfoni ceramici specie per il campo radiantistico per il quale le frequenze più basse vanno radicalmente tagliate ed è preferibile un tono acuto di modulazione per la migliore comprensibilità dei messaggi.

La figura 6 di presentazione fornisce tutti i dettagli pratici per la realizzazione di un circuitino stampato molto compatto che può essere utilmente impiegato anche per un modulatore.

Come si può notare i terminali sono stati tutti raccolti di lato e connessi con un unico elemento a innesto al cablaggio esterno.

La foto dà inoltre ogni particolare del dissipatore adattato e delle connessioni relative (realizzate con due bulloncini) sul modello TBA 810A.

La migliore impedenza di lavoro è costituita da un carico di 4 Ω; valore questo adatto ad un altoparlante destinato a sopportare picchi di potenza fino a 5 W e più.

Va inoltre osservato che il forte tasso di controreazione fa sì che lo smorzamento sia senz'altro notevole con conseguente buona resa dei transistori specie se il trasduttore elettroacustico verrà ancorato ad una cassa acustica di massa notevole.

La fig. 5 da un'idea dell'andamento della distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita per 9 V di alimentazione, 4 Ω di carico in uscita e 1 kHz di frequenza in ingresso.

Come si vede fino ai 2 W di uscita la distorsione totale non supera il 2%.

Poi ovviamente raggiunto il limite di lavoro lineare la distorsione per i 2,4 W arriva di colpo al 10%.

E' interessante anche notare che dal decimo di watt fino a 1,5 W,

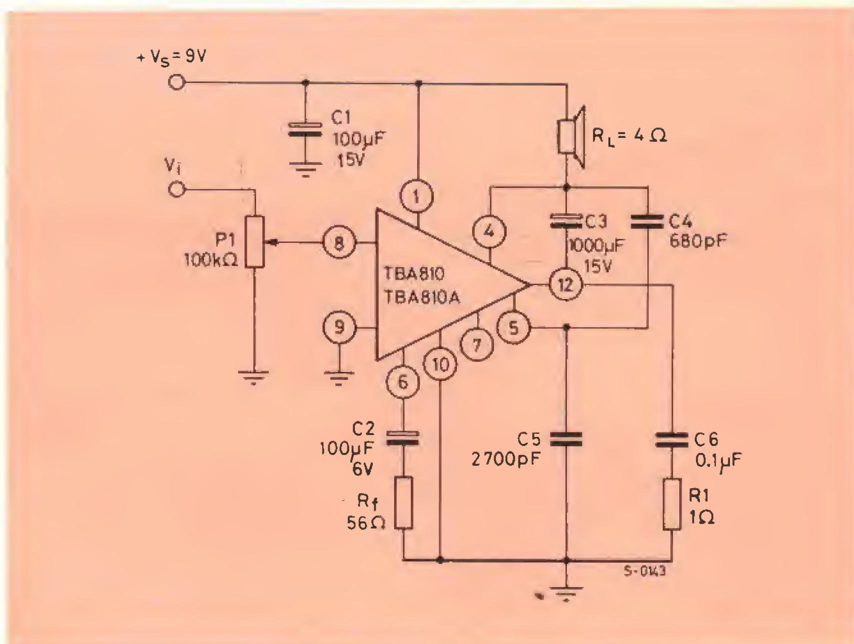


Fig. 4 - Circuito pratico dell'amplificatore con carico collegato all'alimentazione.

in pratica, non si supera l'1% di distorsione totale.

Questo fattore unitamente al forte rendimento, al basso consumo in condizioni di riposo, all'elevata impedenza di ingresso ed alla relativa indipendenza della tensione di alimentazione, fa sì che questi integrati vadano per forza di cose incontro ad un notevole successo commerciale.

APPLICAZIONI PRATICHE

Oggi la tendenza alla modulazione di ampiezza di apparati a debole potenza di uscita impiegati in banda 144 MHz è orientata verso la limitazione del pilotaggio da parte dei primi stadi a radiofrequenza, (con qualche artificio per non interrompere del tutto l'emissione durante la semionda negativa di modulazione); tuttavia la modulazione di ampiezza, realizzata alla vecchia maniera con un modulatore di potenza pari a metà dell'input degli stadi da modulare (finale e primo e secondo pilota nel caso della realizzazione a transistori), offre dei vantaggi per la potenza di picco più spinta che è possibile così ricevere, anche se lo stadio finale deve ovviamente operare sempre lontano dai suoi limiti in assenza di modulazione, come nel caso precedente.

Questo integrato può quindi per-

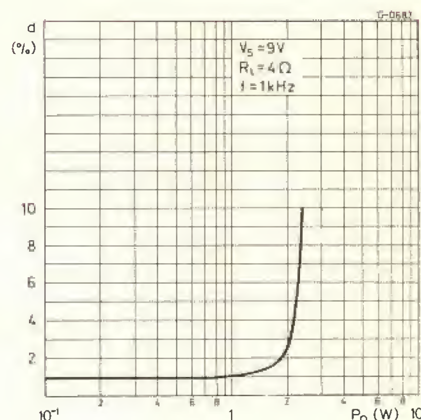


Fig. 5 - Andamento della distorsione totale in funzione della potenza d'uscita.

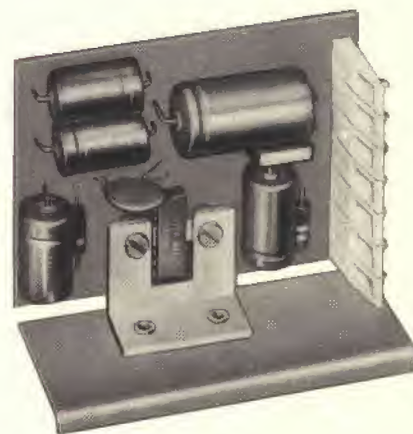


Fig. 6 - Montaggio dello schema di figura 4, come si può vedere è stato impiegato il TBA 810 A munito di alette di raffreddamento.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE PER (T_a = 25°C)					
Parametri	**Condizioni di prova**	**min.**	**Tip.**	**Max.**	**Unità**
V_s Tensione di alim.		3,5		20	V
I_o Corrente di uscita di picco				2,2	A
I_d Corrente a riposo	V_s = 14,4 V V_s = 9 V		9 7	20 15	mA mA
I_b Corrente di polariz.	V_s = 14,4 V		0,2		μA
P_o Potenza di uscita	V_s = 16 V V_s = 14,4 V V_s = 9 V V_s = 6 V d = 10% R_L = 4 Ω f = 1 kHz		6,5 5,5 2,3 1		W W W W
V_i Sensibilità	P_o = 5,5 W V_s = 14,4 V R_L = 4 Ω f = 1 kHz R_f = 56 Ω R_f = 12 Ω		65 15		mV mV
R_i Resistenza di ingresso			5		MΩ
B Risposta di frequenza (−3 dB)	V_s = 14,4 V R_L = 4 Ω R_f = 56 Ω C4 = 500 pF C4 = 1000 pF		40 a 20.000 40 a 10.000		Hz Hz
d Distorsione	P_o = 50 mW a 2,5 W V_s = 14,4 V R_L = 4 Ω f = 1 kHz		0,7		%
G_V Guadagno di tensione	V_s = 14,4 V R_L = 4 Ω f = 1 kHz		80		dB
e_N Tensione di disturbo in ingresso	V_s = 14,4 V B = ampiezza della banda di disturbo equivalente = 20 Hz a 20 kHz		2		μV
i_N Corrente di disturbo in ingresso	V_s = 14,4 V B = ampiezza della banda di disturbo equivalente = 20 Hz a 20 kHz		0,1		nA
Rendimento	P_o = 5 W V_s = 14,4 V R_L = 4 Ω f = 1 kHz		65		%

mettere, con l'impiego di un trasformatore ben dimensionato, una buona profondità di modulazione e la possibilità di modulare anche potenze discrete con la tipica alimentazione a 12 V.

E' ovvio che conviene però, dati i picchi di corrente, alimentare con batterie di accumulatori possibilmente al Nichel-Cadmio (dato che permettono una resistenza interna più bassa).

La sensibilità del TBA 810 è notevole.

Bastano 15-20 mV per pilotare tutto. Al massimo quindi si potrà premettere uno stadio limitatore squadratore di debole amplificazione in modo da:

— elevare la sensibilità verso i 3-5 mV
— portare la percentuale di modulazione verso l'80%.

La seconda prestazione potrà senz'altro favorire i Dx migliorando notevolmente la comprensibilità, vale a dire «la quantità di informazioni trasmesse.

Ancora una raccomandazione. E' conveniente schermare decisamente molto bene il modulatore e filtrare l'ingresso microfonico. La bassa impedenza di lavoro dei semiconduttori non basta a difendere infatti dai ritorni a Radiofrequenza.

UNITA' MOBILE PER LE CRISI CARDIACHE

Madras. Il K.J. Hospital, primaria casa di cura privata di Madras, ha recentemente adottato la prima unità mobile cardiologica per la cura sul posto degli ammalati di cuore.

L'ambulanza è attrezzata con una unità di rilevazione cardiaca, di un banco di rianimazione elettrodyne, forniti e istallati dalla Philips indiana.

Il medico che assiste l'ammalato ha anche a disposizione una radio rice-trasmittente che gli permette di porsi in contatto con gli altri specialisti dell'ospedale e di concordare le misure da adottare prima dell'arrivo dell'ambulanza in ospedale.

L'inaugurazione della nuova attrezzatura è avvenuta in forma ufficiale alla presenza del ministro Mr. M. Karunanidhi.

L'ACCENSIONE ELETTRONICA NEI MOTORI A SCOPPIO

a cura del dott. A RECLA

L'accensione elettronica con transistori presenta rispetto al sistema normale il vantaggio di poter ottenere dal motore una maggior potenza assieme ad un minor consumo di carburante. Oltre a questi due importantissimi vantaggi va annoverata pure la possibilità di abolire l'interruttore sul primario della bobina che è il punto che maggiormente va soggetto a logorio. Ciò specialmente nei motori con elevato numero di giri e con molti cilindri.

E' noto che col normale sistema la bobina d'accensione viene attraversata dalla corrente proveniente dalla batteria di bordo, immagazzinandovi una certa energia magnetica. Nell'istante dell'accensione si apre il contatto posto sul primario della bobina; data la forte variazione di flusso, ai capi del secondario si determina una alta tensione e nelle candele si forma una scintilla che determina lo scoppio della miscela. Al termine della durata della scintilla l'energia immagazzinata nella bobina scende pressoché a zero.

Nell'accensione elettronica il compito dell'interruzione del contatto è ottenuto con un transistore, tuttavia l'interruttore può esistere ancora come controllo della scintilla però, essendo esso percorso da una piccola frazione della potenza, è meno soggetto ad usura. Poiché questo interruttore, ha per ragioni costruttive, un polo a massa, oltre al transistore di potenza ne occorre un altro funzionante come invertitore.

Nel più moderno sistema di accensione completamente elettronica anche l'interruttore viene elimi-

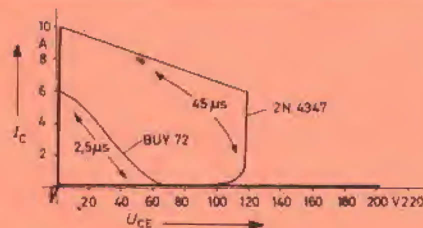


Fig. 1 - Il carico del transistore durante la commutazione.

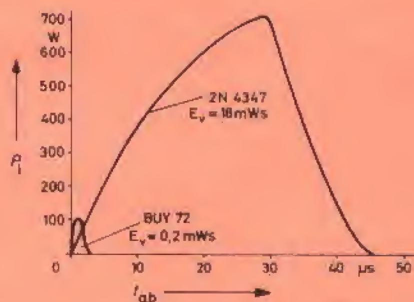


Fig. 2 - Potenza perduta nel transistore.

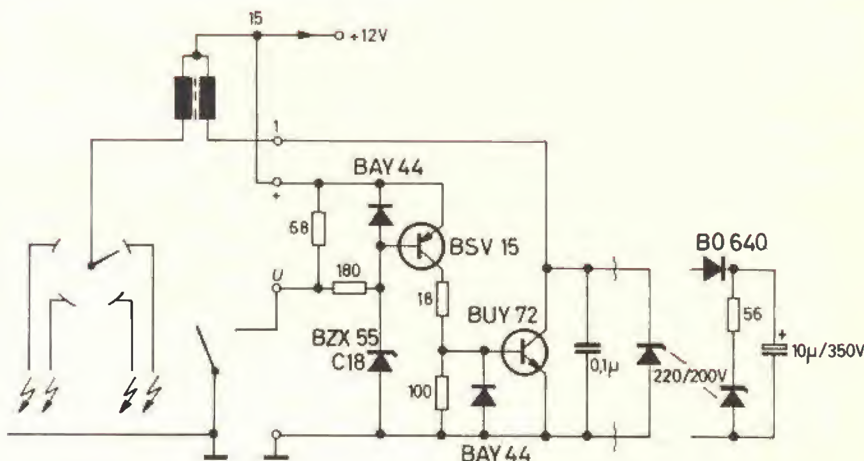


Fig. 3 - Schema elettrico dell'accensione elettronica descritta in questo articolo.

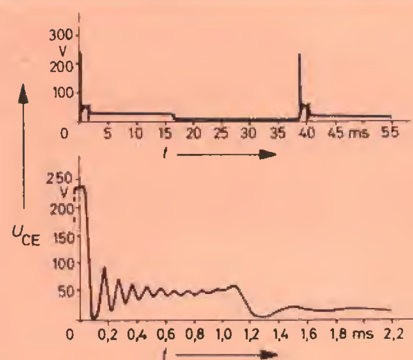
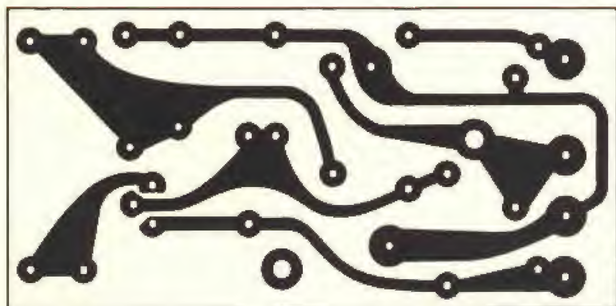


Fig. 4 - Andamento della tensione sul transistore.



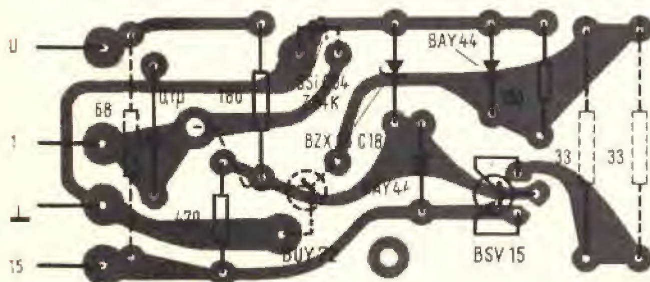


Fig. 5 - Circuito stampato e vista dei componenti montati sulla basetta. Il transistore tratteggiato è montato sul radiatore.

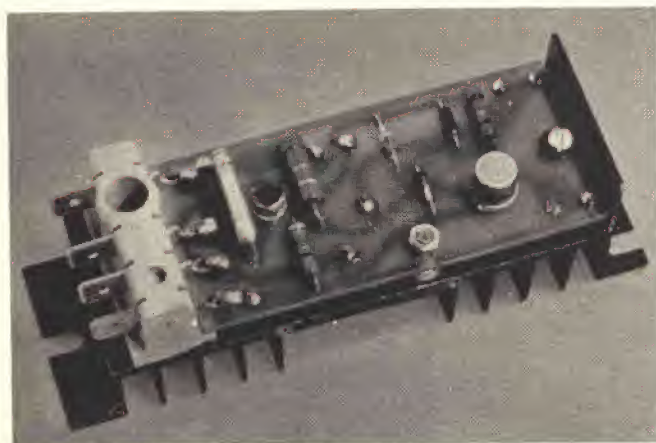


Fig. 6 - La costruzione pratica del dispositivo di accensione elettronica.

nato; esso si sostituisce con dei magneti rotanti che agiscono su piastrine che sono sensibili a detto campo magnetico producendo una tensione che, opportunamente amplificata, aziona l'accensione a transistori.

CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI DI POTENZA PER L'ACCENSIONE ELETTRONICA

L'interruzione dell'elevata potenza, necessaria per l'accensione, che viene attualmente effettuata mediante l'interruttore meccanico, non è un problema facile da ottenere coi transistori.

Oltre alla elevata corrente, occorre tener presente l'elevata tensione che si viene a formare al momento dell'interruzione.

Non ogni tecnologia permette di costruire transistori che sopportino questo carico. La Siemens si è dedicata a tale problema ricorrendo a transistori a triplice diffusione, che, grazie ad una ridotta resistenza interna, raggiungono i vantaggi di commutare una piccola energia con basso riscaldamento ed un elevato rendimento di trasformazione, data la minore potenza di funzionamento.

Quanto sopra è messo in evidenza nella fig. 1 che rappresenta l'energia di accumulazione in gioco in un transistore a diffusione semplice 2N4347 rispetto a quella in uno a diffusione triplice BUY72; e ciò a parità di impianto però con adattamento ottimo.

La fig. 2 invece rappresenta la potenza di commutazione dissipata; come si vede tale potenza nel BUY72 è inferiore di circa 90 volte ciò che diminuisce notevolmente i rischi nel funzionamento. Un calcolo approssimato fa salire a 1×10^9 circa il numero delle accensioni che avvengono durante la vita di una automobile per cui anche il transistore può risentirne.

LO SCHEMA ELETTRICO

La fig. 3 rappresenta uno schema di un dispositivo per accensione nel quale viene utilizzato l'interruttore già esistente per il comando del transistore. Per proteggere il transistore contro eccessive sovratensio-

ni vengono impiegati due diodi Zener. La tensione elevata arriva a 25 kV. Il rapporto di trasformazione del trasformatore è di circa 1 : 100, la corrente nel primario circa 6 A.

La fig. 4 mostra come varia la tensione sul transistore; è visibile il picco d'interruzione provocato dalla variazione del flusso del primario della bobina al momento dell'interruzione; come si vede esso raggiunge circa 250 V che moltiplicato per il suddetto rapporto di trasformazione fornisce appunto i 25 kV della scintilla. In fig. 5 e 6 l'esecuzione pratica del campione assieme al circuito stampato.

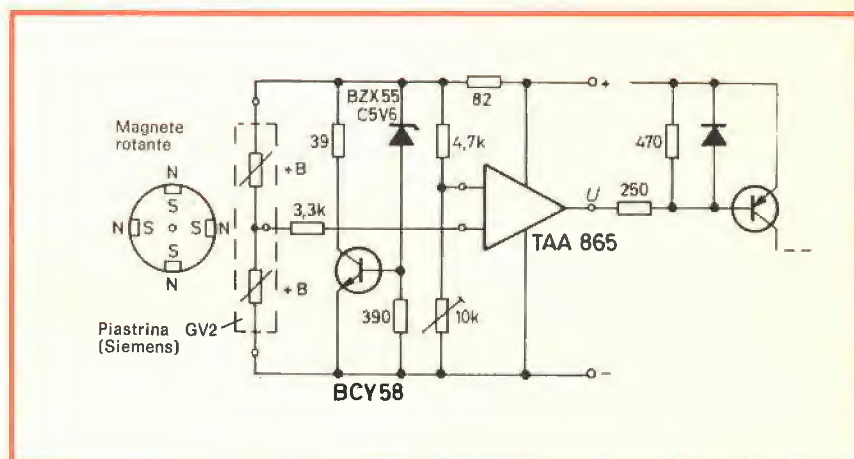


Fig. 7 - Schema elettrico dell'accensione completamente elettronica.

ACCENSIONE COMPLETAMENTE ELETTRONICA

Come già detto, nell'intento di rendere completamente elettronica l'accensione, si è provveduto ad abolire l'interruttore meccanico sostituendolo con un dispositivo senza contatti. A tale scopo si è ricorsi alle piastrine di Hall. Queste sono costituite da semiconduttori polarizzati da apposita tensione che sotto l'influenza di un campo magnetico generano una tensione.

Un disco rotante con quattro di tali magneti provoca appunto dette variazioni di flusso (fig. 7) generando nelle piastrine una tensione che viene amplificata dal TAA865 e inviata poi al transistore d'accensione. Le piastrine sensibili sono di produzione Siemens e denominate GV2. La tensione di polarizzazione applicata alle piastrine è convenientemente stabilizzata anche termicamente.

L'uscita del TAA865 viene successivamente applicata al circuito d'accensione di fig. 3.



una fiera senza complessi

di Alligatore Alberto

Chi si è perso la 15ª fiera-mercato del radioamatore, dal 9 al 10 di settembre si è perso un folkloristico bailamme tipico delle mostre di questo settore.

L'ingresso incideva sulle tasche dei visitatori qualcosa come L. 500, ma, oramai, si era fatta una fiaccante camminata per raggiungere la seminascosta fiera, quindi, mano al portafoglio.

Ai radioamatori è stata destinata la cantina, il seminterrato ma, vista la preponderanza del surplus sugli apparecchi integri il posto era più che adatto. Anzi, l'ambiente era come una Casbah in miniatura e al posto di voluttuose cortigiane si potevano ammirare vocianti imbonitori, invece di droghe venivano offerti aggeggi gravati da anni di lotte.

I NON-ESPOSITORI

Non diremo chi ha esposto. Erano una dozzina più o meno rappresentanti il mercato nazionale.

Al contrario grossi nomi fra gli assenti, a parte la G.B.C. Italiana che, forse per il suo peso sul mercato, non poteva mancare.

Tra i non partecipanti ricordiamo la ditta Delmar, la ditta Doleatto, la ditta Lanzoni, Radiomeneghel.

Snobbata dunque questa fiera del radioamatore?

Oppure costava troppo l'affitto degli stands? Oppure «crisi» del settore?

A giudicare dall'affluenza del pubblico veramente consolante, si direbbe che sia scoppiato il boom del surplus. Infatti una veloce indagine ha fatto tristemente risaltare che solo 2 (ripetiamo 2!) espositori vendevano il materiale debitamente imballato, originale, chiaramente non manomesso. Chi erano? meglio non crearci amici o nemici, chi c'era, vide.

IL SURPLUS

Ora è chiaro che il surplus sia valutato molto meno del pezzo nuovo; ma questo «molto» cos'è? Una semplice contrattazione o un tirare il prezzo, un buon affare o un impietoso buco nell'acqua. Si ribadisce: «Io l'apparecchio usato lo analizzo attentamente prima dell'acquisto».

Personalmente ho visto offrire un vetusto valvolare al buio, cioè il venditore ricusava la richiesta di prova: «Per un prezzo così, un affarone!, si deve fidare della mia parola».

Il boom quindi deve essere ridimensionato alla realtà quotidiana: molto surplus, molte richieste ma poi la gente poco amante dell'avventura si dirigeva sull'originale.

Invece molti amici mi hanno confidato di aver concluso ottimi affari con surplussari francesi: quindi non si deve essere affrettati nel giudicare, il buono c'è (nelle dovute proporzioni) basta avere fiuto ed esperienza.

UNA BARZELLETTA SCEMA A PROPOSITO

Un tizio entra in un negozio con la scritta «Tutto per i pescatori» e chiede un panino con il prosciutto. Il commesso sbarra gli occhi e fa notare che lì vendono solo articoli per pescatori e il tizio risponde: «Fuori c'è scritto TUTTO PER I PESCATORI. Io sono un pescatore e ho fame! E' proibito a noi pescatori avere fame?».

Questa barzelletta scema capita a proposito con la fiera.

Si vendeva di tutto: orologi (che cercavano di spacciare per radiosveglie) contachilometri di vecchie Balilla, fanali di Vespa, un rasoio usato, cataloghi. Sì! cataloghi: una ditta di Genova faceva pagare L. 50 un catalogo normalmente offerto gratuitamente ai clienti nel negozio Marcucci F di M a Milano.

Si sà che i genovesi per aumentare il loro giro d'affari farebbero tutto, ma a volte si perde il senso della dignità.

Lasciamo stare e tiriamo le somme: una fiera senza complessi, con le idee di un giovane moderno, fondamentalmente buone ma irrealizzabili, una fiera che perso il lustro di un tempo e si sta avviando a divenire una specializzata appendice di via Prè. E' un peccato che una associazione come L'ARI faccia da prestanome a tali esibizioni indecorose per il settore.

Chi non c'è stato non ha perso molto, chi c'è stato avrebbe fatto meglio (tra l'altro l'ingresso era solo L. 200) a visitare la fiera del fumetto che era proprio in faccia.

LE ANTENNE TRASMITTENTI AD ONDE CORTE



Le antenne per radioamatori che si vedono svettare sui tetti, assumono forme disparate e talvolta bizzarre. Si possono tuttavia sempre ricondurre ai due tipi fondamentali: al dipolo con polarizzazione orizzontale e alla classica antenna Marconi con polarizzazione verticale.

IL DIPOLO A MEZZA LUNGHEZZA D'ONDA

Il dipolo a mezza lunghezza d'onda con polarizzazione orizzontale è spesso l'antenna preferita perché la più facilmente costruibile per di più con un costo modesto. La lunghezza totale dei radiatori dovrà essere un po' meno di mezzo λ; ad es.: per la banda 80 m sarà 40 m, 20, 15, 10 m, meno il 10% circa.

Dato che l'altezza dell'antenna rispetto al suolo, ovvero rispetto al tetto influisce sulla proprietà di radiazione, per un'esatta determinazione della lunghezza del filo è consigliabile effettuare un adattamento pratico, osservando la miglior resa, ad es. su un ricevitore munito di strumento misura campo.

Come è noto il diagramma di radiazione di un dipolo non è circolare, ma corrisponde al diagramma ad 8 come rappresentato in fig. 1. E' importante che l'alimentazione del dipolo avvenga simmetricamente e a tale scopo si usa un apposito simmetrizzatore, il cosiddetto «balun». Questo è composto da due bobine disposte come in fig. 2.

Il balun deve essere a larga banda e serve unicamente per adattare l'uscita asimmetrica del trasmettitore al dipolo. Esso non è un dispositivo di adattamento avente lo scopo di migliorare il rendimento di radiazione. Un esempio di un balun coassiale è rappresentato in fig. 2 in cui i cavi sono avvolti in senso contrario e accoppiati fra di loro.

Un balun costruito industrialmente (Ditta Fritzel) è visibile in fig. 3 e può arrivare fino a una potenza di 1 kW.

L'ANTENNA A V ROVESCIATA

L'antenna a V rovesciata è un dipolo a mezza larghezza d'onda fissata nel suo vertice (fig. 4). Essa ha il vantaggio di richiedere uno spazio minore per l'installazione rispetto alla disposizione orizzontale. Adottando un angolo di 90° ed un'altezza di 15 m la distanza fra i fissaggi per un dipolo di 80 m risulta circa

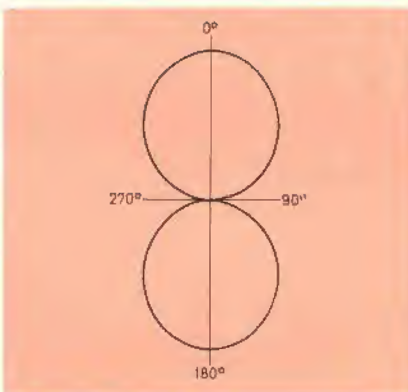


Fig. 1 - Diagramma polare di radiazione di un dipolo a mezza lunghezza d'onda.



Fig. 3 - Balun anulare a larga banda.

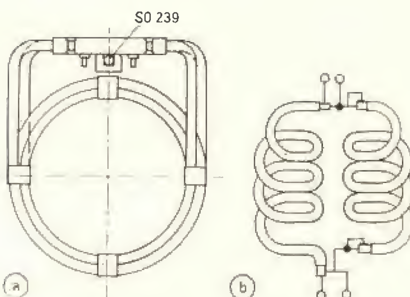


Fig. 2 - Balun coassiale; sua disposizione e circuito.

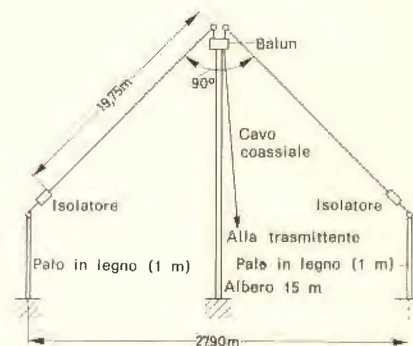


Fig. 4 - Antenna a V per la banda 80 m con angolo al vertice di 90°.

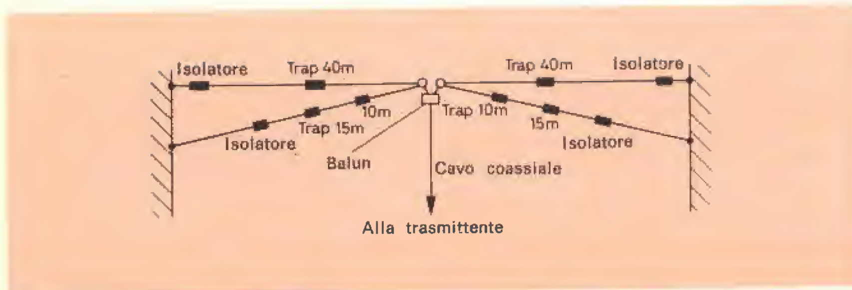


Fig. 5 - Dipolo multibanda 5BDQ.

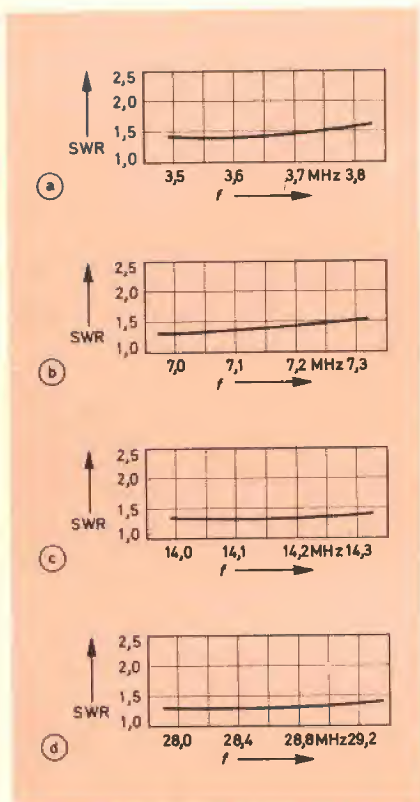


Fig. 6 - Rapporto delle onde stazionarie dell'antenna multibanda F D 4; a) 80 m, b) 40 m, c) 20 m, d) 10 m.

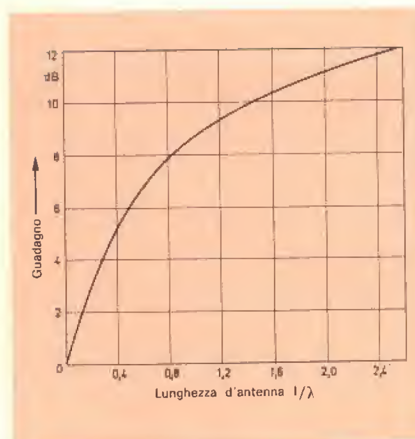


Fig. 7 - Diagramma per il calcolo del guadagno dell'antenna Yagi.

28 m al posto dei circa 40 m della disposizione orizzontale.

Per non compromettere il rendimento l'angolo non può però scendere al di sotto dei 60° mentre se l'angolo è superiore ai 90° il rendimeno migliora. Un altro vantaggio di questa antenna è di possedere un effetto direttivo minore.

LA W3DZZ

Questa antenna è abbastanza diffusa fra i radioamatori perché può servire per molte bande. A tale scopo nei due rami del dipolo si trovano due filtri costituiti da circuiti risonanti in parallelo che, per la banda di 40 m, funzionano da blocco e per la banda degli 80 m da bobine da allungamento. Sia nella banda degli 80 che dei 40 m l'antenna funziona come radiatore a mezza lunghezza d'onda; per 20 m funziona su 1,5 λ per 15 m su 2,5 λ e per 10 m su 3,5 λ.

In contrapposto al vantaggio di poter funzionare su tutte le bande OC, essa, però, ha un rendimento minore rispetto ad un dipolo accordato.

IL DIPOLO MULTIBANDA 5BDQ

Degno di menzione è pure il dipolo multibanda 5BDQ hy-gain (figura 5). L'antenna consiste di due dipoli collegati fra di loro nel punto di alimentazione. Essa è simile alla precedente ma ha il vantaggio di poter funzionare su tutte le bande come dipolo a mezza lunghezza d'onda. Un dipolo con due filtri per le bande da 40 a 80 m è lungo 32,35 m; l'altro per la banda 20,15 e 10 m ha la lunghezza di 7,62 m con filtri nei due rami per le bande da 10 e da 15 m. Data la proprietà direttiva questo dipolo, esso va diretto sulla stazione con cui si deve comunicare.

Riassumendo si può dire che questa antenna ha un buon rendimento di radiazione per tutte le bande, piccolo spazio richiesto ad un dipolo semplice per la banda da 80 m, naturalmente il suo guadagno è alquanto inferiore al dipolo semplice per le singole bande.

L'ANTENNA WINDOM

E' chiamata così perché fu studiata da Loren Windon (W8GZ). Essa irradia su mezza lunghezza di onda con una linea di alimentazione ad un solo conduttore. Windom partì dal fatto che un filo di 1 - 1,5 mm di diametro disteso sopra una buona terra presenta un'impedenza caratteristica di ca. 600 Ω. La stessa impedenza la presenta un filo usato come alimentazione il quale può così venir chiuso in modo da ottenere un giusto adattamento.

Questo punto di 600 Ω in un'antenna a filo a mezza lunghezza di onda si trova a ca. 0,18 λ dall'estremità radiante. Per cui per la lunghezza d'onda di 80 m il punto di alimentazione dista di circa 14 m dall'estremità radiante. Ma tale antenna sulla banda 80 m funziona come radiatore a mezza larghezza d'onda per 40 m sull'intera lunghezza d'onda, per 20 m e 10 m per 2 e rispettivamente 4 onde intere. Per la banda di 15 m tale antenna non si presta: infatti essa funzionerebbe con un adattamento errato con grave pericolo per la valvola finale.

Dato che i radioamatori impiegano impedenze di uscita comprese fra 40 e 50 Ω si rende necessario un adattamento.

La ditta Fritzel ha studiato una antenna del tipo Windom alimentata col cavo coassiale (60 Ω). Per l'adattamento impiega un trasformatore anulare a larga banda avente un rapporto di trasformazione di 6:1 (fig. 3). L'andamento del rapporto delle onde stazionarie (SWR) come si può osservare in fig. 6 è buono. Salvo l'impossibilità d'impiego per 15 m, l'antenna dà buoni risultati.

RADIATORE A ROTAZIONE

A chi ama la ricerca di nuovi collegamenti conviene impiegare l'antenna direttiva rotante quale il tipo

Yagi munita di riflettore e di direttori oppure la Cubical Quad. Questi tipi di antenne oltre a poter essere dirette nella posizione desiderata, rispetto al semplice dipolo a mezza lunghezza d'onda, hanno un elevato guadagno di potenza.

La misura del guadagno di potenza in valore assoluto di un'antenna direttiva OC risulta difficoltosa, specialmente per l'influenza dell'ambiente. Più facile risulta misurare di quanto aumenta il guadagno aggiungendo oltre al riflettore, dei direttori.

Il riflettore, come è noto, viene posto ad una distanza di 0,2 λ dietro al dipolo e i direttori a una distanza di 0,1 λ uno rispetto all'altro prima del dipolo. In fig. 7 si vede come il guadagno di una antenna Yagi varia in funzione della lunghezza dell'intera struttura dell'antenna rispetto alla lunghezza d'onda. Questo semplice grafico risulta molto utile perché permette di determinare il guadagno effettivo dell'antenna Yagi per onde corte. Come si vede il guadagno a partire da 2 λ aumenta molto lentamente.

LA ANTENNA YAGI AD UNA BANDA

Lavorando su una sola banda, la antenna Yagi è conveniente perché fornisce il massimo guadagno. Questo guadagno calcolato in dB è di ca. 3 col riflettore e con un dipolo 5,5 con riflettore e un direttore, mentre con due direttori sale a 6,75 dB. L'antenna così fatta avendo un guadagno di potenza di 4,5 volte porta la potenza di un trasmettitore da, per es., 100 W a 450 W. Questo esempio dà l'idea dell'importanza di una buona antenna.

Il rapporto avanti-indietro si aggira fra i 15 e i 25 dB. L'angolo di apertura con un'antenna a due elementi è di ca 80° per la polarizzazione orizzontale e 140° per quella verticale. Con tre elementi 65° e 110°. Per 4 elementi 60° e 95°.

LA YAGI PLURIBANDA

E' possibile costruire antenne a rotazione pluribanda per le bande da 10, 15 e 20 m munendole di circuiti di blocco funzionanti da bobine di allungamento (fig. 8). Naturalmente il guadagno diminuisce alquanto, però il vantaggio è tale che spesso vengono preferite.

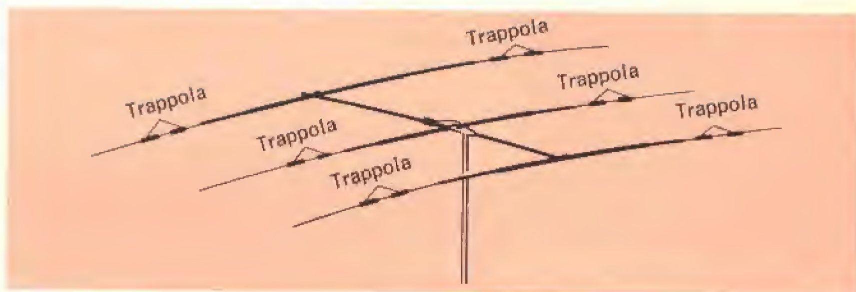


Fig. 8 - Antenna a tre elementi rotante per le bande 20, 15 e 10 m.

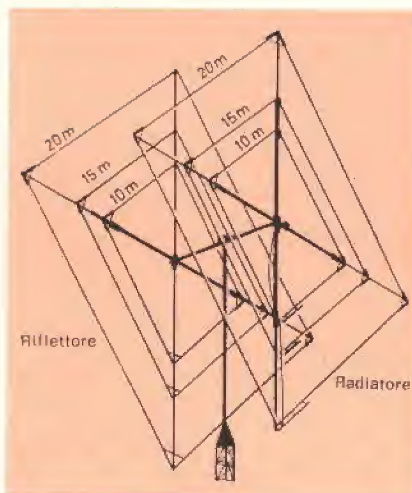
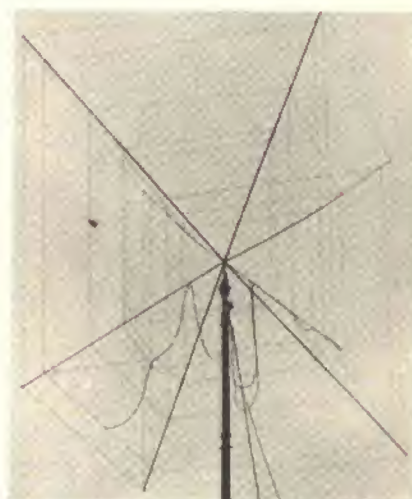


Fig. 9 - Antenna a tre bande Cubical (Quad 20, 15, 10 m).


Fig. 11 - Antenna Hurricane Quad (80, 40, 20, 15, 10 m).

LA CUBICAL QUAD

Questa antenna, che incontra attualmente notevole successo, (figura 9) è caratterizzata da una grande superficie di radiazione. Essa si presta per i DX e, munita di rotore, permette la trasmissione direzionale. Gli elementi radiatori e il riflettore hanno la forma di un quadrato ad angoli retti con la lunghezza dei lati λ/4 cosicché si ottiene in totale una lunghezza di fi-

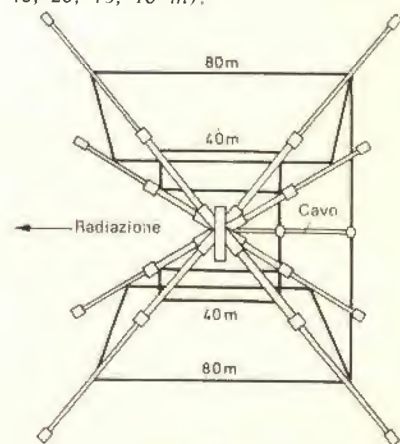


Fig. 12 - Dipolo a mezza lunghezza d'onda 80 e 40 m.

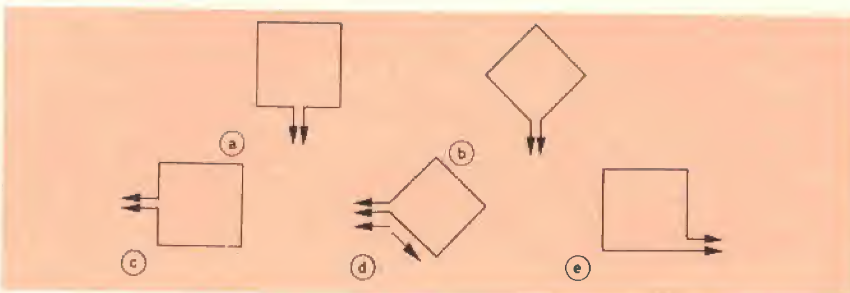


Fig. 10 - Polarizzazione nell'antenna Cubical Quad a) b) orizzontale c) d) verticale e) orizzontale e verticale.

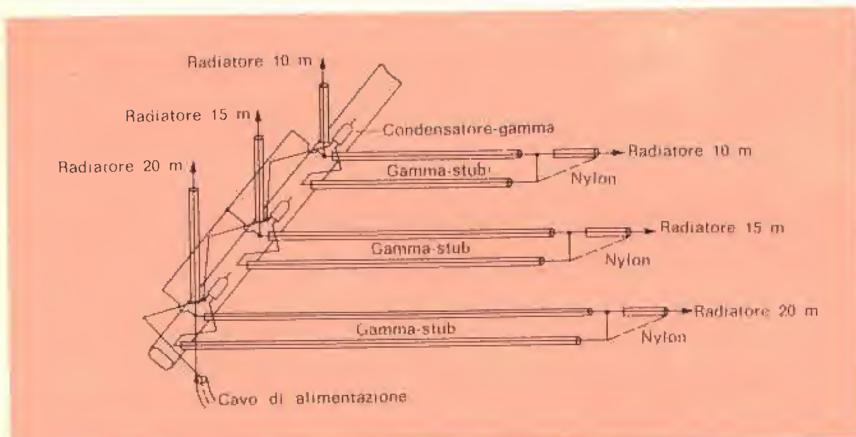


Fig. 13 - Adattamento degli elementi 20, 15, 10 m per l'antenna Hurricane Quad con stub.

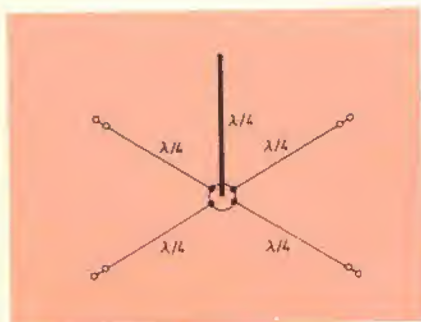


Fig. 14 - Radiatore verticale per una banda.



Fig. 15 - Radiatore verticale a più bande tipo G P A 5.

lo di 1 λ. Il riflettore è disposto ad una distanza da 0,1 a 0,2 λ. Se l'alimentazione avviene nella metà inferiore del lato orizzontale (fig. 10) la polarizzazione è orizzontale, alimentando nella metà del lato perpendicolare la polarizzazione è verticale. Alimentando negli angoli la polarizzazione è mista orizzontale-verticale.

Gli elevati dati di guadagno dell'antenna Cubical Quad arrivano a ca. 5 dB e a 6,5 dB con direttore, radiatore e riflettore.

L'HURRICANE-QUAD

Questo modello, analogo al precedente, si trova in commercio per le bande dei 10, 15, 20, 40 e 80 m (fig. 11). In questa antenna i radiatori per 80 e 40 m sono dei dipoli a mezza lunghezza d'onda avvolti su di un supporto quadrato (fig. 12). Naturalmente per queste due bande non esiste riflettore. L'alimentazione avviene nella metà della parte perpendicolare cosicché la radiazione risulta polarizzata verticalmente con un'ottima direttività. I dipoli da 80 e da 40 m sono collegati in parallelo. Il cavo coassiale viene collegato direttamente senza simmetrizzatore (balun) e per una buona simmetria occorre che sia lungo almeno 20 m.

Per 10, 15, 20 m i radiatori hanno un'impedenza di chiusura attorno ai 200 Ω e l'adattamento deve venir effettuato con uno stub.

RADIATORI VERTICALI

Il radiatore verticale è a 1/4 di λ (fig. 14). Esso ha una caratteristica di radiazione circolare ed ha il grande vantaggio della radiazione su superfici piatte. Può venir usato anche nel traffico con le stazioni polarizzate orizzontalmente, ma in tal caso presenta un rendimento ridotto. L'antenna può venir montata direttamente al suolo nel qual caso richiede una buona messa a terra; in caso contrario è preferibile ricorrere al contrappeso. Dato che in genere essa viene montata su di un tetto, il contrappeso è formato da conduttori radiali risonanti su un quarto di λ. Il suo vantaggio è dato dal fatto che la sua installazione richiede poco spazio. Un radiatore verticale monobanda può venir facilmente costruito con un semplice tubo metallico avente una lunghezza alquanto minore di un quarto di λ.

Nel caso vengano effettuate trasmissioni a più bande si impiegano dei dipoli verticali interrotti da trappole. Un interessante tipo è visibile in (fig. 15) e serve per la banda da 10, 15, 20, 40, 80 m. Essa porta delle trappole (fig. 16) funzionanti da blocco per le bande 10, 15, 20 m e da bobine di allungamento per 40, 80 m. Il vantaggio di questa antenna è di avere una radiazione piatta particolarmente adatta per i DX. Piccolo ingombro, poco vistosa ed economica. Naturalmente il suo rendimento non è così elevato che coi singoli radiatori a banda unica.

ANTENNE IBRIDE A BANDA LARGA

Spesso per semplificare o addirittura eliminare le operazioni di sintonia è desiderabile avere delle antenne a banda larga. Descriviamo qui un tipo di antenna atta a coprire il campo di frequenze da 1,5 a 30 MHz e adatta particolarmente per impieghi esterni (fig. 17). L'antenna è costituita da un tipo biconale (ossia a due coni) per l'impiego nella banda da 20 a 30 MHz e da un radiatore verticale accordato, per la banda fra 1,5 e 20 MHz.

La parte biconale è costituita da 6 stili flessibili preferibilmente ricoperti in fibra di vetro di 2,44 m di lunghezza per la parte superiore del cono e di altrettanti per la parte inferiore, i quali possono essere costituiti da trecciola isolata flessibile.

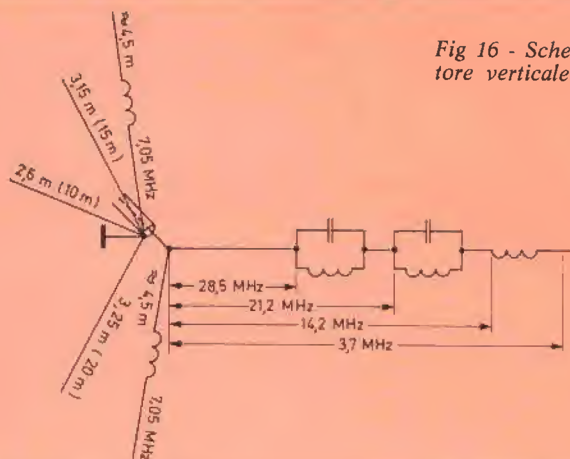


Fig 16 - Schema del radiatore verticale GPA5.

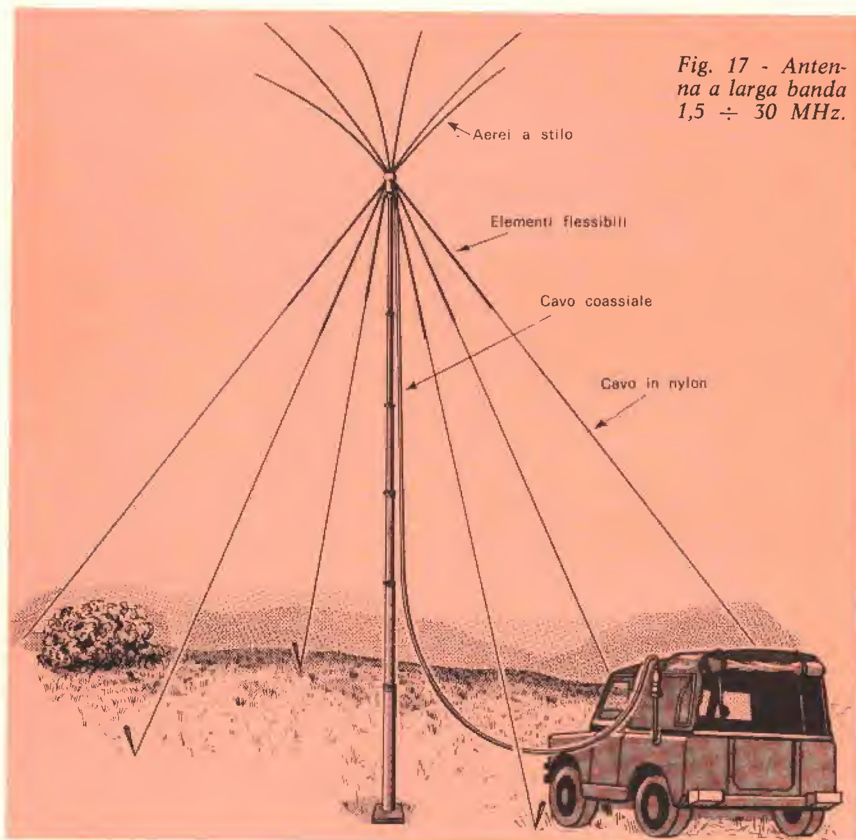


Fig. 17 - Antenna a larga banda 1,5 ÷ 30 MHz.

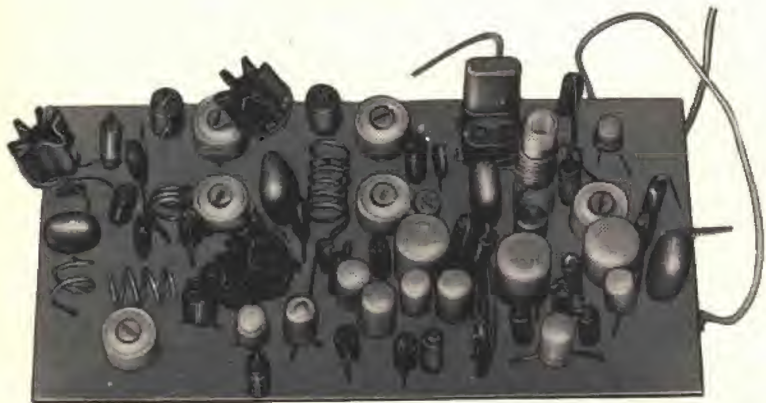
Ognuna di queste trecciole termina in altrettante corde, il nylon da fissare nel terreno. Gli elementi terminano in un supporto centrale in propilene e sono uniformemente distribuiti sulla parte superiore e inferiore. L'angolo fra gli elementi superiori e quelli inferiori è ca. 110°.

Nel supporto in propilene esiste uno stub a 1/4 d'onda collegato alla linea di alimentazione dell'aereo-biconale che oltre a migliorare il comportamento sulle onde stazionarie effettua l'adattamento dai 25 Ω dell'antenna ai 50 Ω del cavo coassiale: questo è lungo circa 10 m.

Il complesso è fissato su di un tubo a telescopio alto 9 m e fissato al terreno.

Per l'operazione nella gamma 1,5 20 MHz l'aereo utilizza il sistema biconale come terminazione superiore e il tubo alimentato dal cavo la cui parte esterna oscilla.

Per questa ragione l'albero metallico nella sua parte inferiore deve essere isolato dalla terra.



144 MHz

STAZIONE TASCABILE PER RADIOAMATORI

di Gianni **BRAZIOLI**

Sperimentare, generalmente, non pubblica progetti che impegnino a fondo l'abilità tecnica del lettore, e ciò anche perché gran parte degli amici che ci seguono sono dotati di una media esperienza e si troverebbero forse leggermente a mal partito di fronte alla realizzazione di un Computer o di un radiocomando proporzionale digitale a venti canali.

Per altro, sappiamo che tra coloro che ci leggono vi sono anche dei tecnici dalla provata esperienza e dei radioamatori scaltriti. Ora, è forse ingiusto privare costoro di un progetto «una tantum» che consenta di realizzare qualche apparecchio ambizioso. Riteniamo che la supereterodina controllata a cristallo, magari con il filtro meccanico, a doppia conversione; o il trasmettitore «abbastanza serio»; o l'amplificatore HI-FI da qualche decina di watt ogni tanto non guastino.

D'altronde, anche chi non ha (o non si sente) il «manico» per abbordare queste realizzazioni può trarre dalla loro descrizione la conoscenza per intraprendere il lavoro in un prosieguo più o meno futuro.

Il nostro trasmettitore ha una potenza piccola ma non infima: 250 mW. Con un «input» del genere non si ottengono le prestazioni di una stazione Collins serie «32/S» magari munita del finale 30S/1. Per altro, con una buona antenna, 250 mW su 144 MHz permettono di collegare altri amatori a distanza di centinaia di km, propagazione permettendo.

8 transistori, 250 mW di potenza, una buona modulazione, una ottima stabilità mediante il controllo a quarzo....
Ecco alcuni dati (solo alcuni ma illuminanti) di una stazione trasmittente per radioamatori che può essere comodamente trasportata nella tasca della giacca. Non si tratta, forse, di un progettino adatto a chi inizia ma esso ripaga in efficienza e duttilità quel po' di applicazione che serve per il montaggio e la regolazione finale.

Abbiamo detto «amatori»: intendiamo appunto OM, leggi **«radioamatori»**, perché per impiegare la stazioncina che tratteremo occorre avere **la licenza**; i documenti in regola.

L'apparecchio di per sé ha prestazioni sufficientemente stabili e requisiti tali da poter essere omologato per l'impiego amatoriale: sia per il controllo della frequenza, che è quarzato, sia per la qualità della modulazione.

Altro non occorre premettere: vediamo piuttosto lo «schema a blocchi» dell'apparecchio; ci renderemo conto, in tal modo, della sua essenza: fig. 1.

In tutto si impiegano 8 transistori che equipaggiano altrettanti stadi, e precisamente vi è: **A)** Un oscillatore a cristallo funzionante a 36 MHz (TR1). **B)** Uno stadio duplicatore che porta a 72 MHz la frequenza del segnale generato dallo oscillatore (TR2). **C)** Un secondo duplicatore-pilota che all'uscita rende un segnale dalla frequenza di 144 MHz. **D)** Un finale **«lineare»** (che non duplica, cioè) in funzione di amplificatore «di potenza» RF. **E)** Un preamplificatore microfonico (TR5) **F)** Un amplificatore audio (TR6). **G)** Un amplificatore pilota BF (TR7). **H)** Uno stadio modulatore-serie che controlla il TR4 (TR8).

Passiamo ora ai dettagli, ovvero allo schema elettrico.

Per una maggiore chiarezza noi abbiamo diviso l'intero circuito in

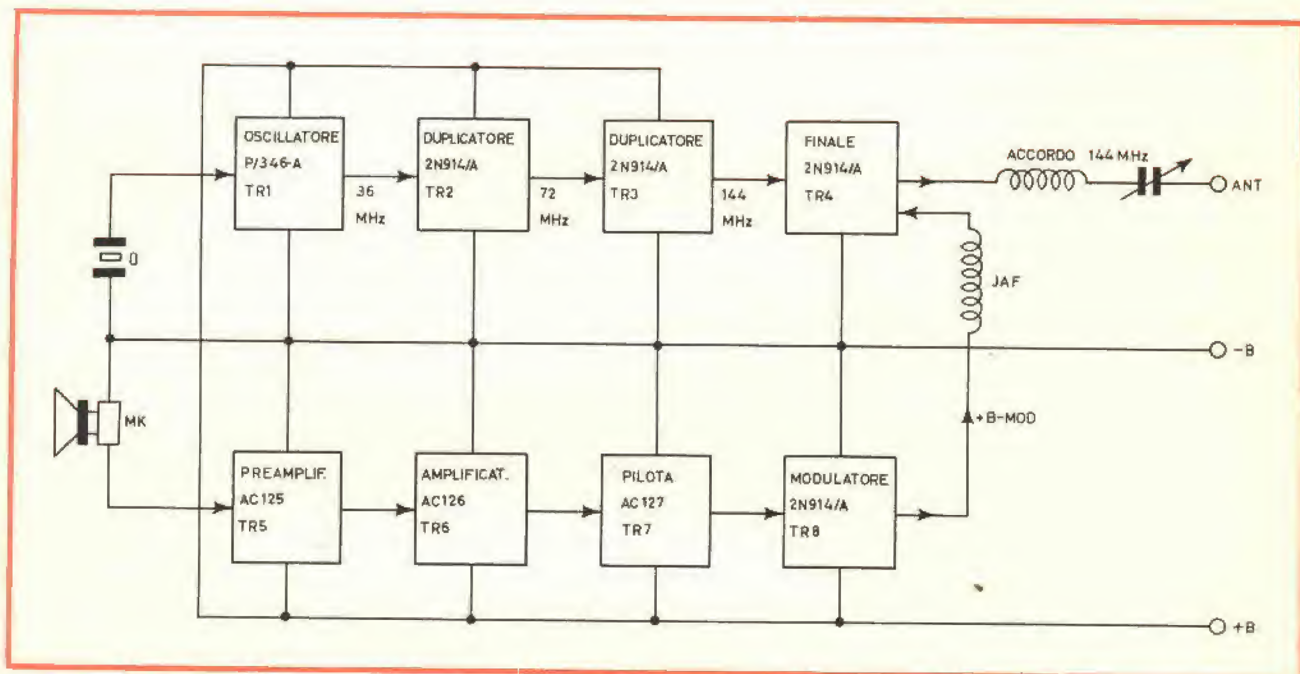


Fig. 1 - Schema a blocchi del trasmettitore tascabile per i 144 MHz.

due sezioni, il «canale» RF (fig. 2) ed il «modulatore» (fig. 3). Per altro le due formano un tutt'uno, ed anche in pratica saranno montate sul medesimo chassis.

Osserviamo prima la sezione RF. L'oscillatore, TR1, è un classico e collaudato **Pierce** con il cristallo inserito tra la base del transistore e la massa. Questo circuito è stato scelto perché risulta assai stabile e soprattutto facile da regolare. Non ha l'innesco critico di molti altri oscillatori, si mantiene attivo anche se é bruscamente caricato, è ragionevolmente semplice.

Come si vede, R1-R2 polarizzano il P/346-A (S.G.S.) ed alla stabilità termica concorre anche il circuitino R3-C2 inserito sull'emettitore.

L'accordo dello stadio, corrispondente al cristallo, ovvero da regolare a 36 MHz, è sul collettore del transistore: in pratica la L1 si accorda alla frequenza scelta grazie alle capacità del C1 ed alle altre capacità parassitarie in gioco. Certo un compensatore direttamente posto in parallelo alla bobina avrebbe consentito un «Q» più elevato, quindi il ricavo di un segnale dall'ampiezza maggiore. Ben si sà, peraltro, che il tentativo di ricavare dall'oscillatore il «massimo» segnale spesso si traduce in un innesco «saltellante», instabile. Poiché nel nostro apparecchio sono previsti altri due stadi amplificatori, prima del finale RF, si è preferito evitare di «spremere» il TR1 a tutto vantaggio della facilità di regolazione e della stabilità a lungo termine. Per la stessa ragione si è evitato il cosidetto «oscillatore-duplicatore» che sovente si rifiuta assolutamente di innescare o rende un segnale miserevole.

Non vorremmo ora divenire «noiosi», ma sempre (ohibò!) nel concetto del «no-risk», si è addirittura fatto funzionare l'oscillatore ad un regime «minore» di quello che potrebbe reggere, limitando la corrente di collettore del TR1 mediante la R5 bipassata dal C3.

Alla L1 è accoppiata la L2 che trasferisce il segnale al primo stadio duplicatore: TR2. Questo è abbastanza convenzionale; la stabilità termica è curata mediante l'impiego della R4 sul «ritorno della base». Tale resistenza potrebbe essere «vista» dal segnale proveniente dall'oscillatore come parte del carico, ed allora ad evitare inutili dispersioni si impiega il C4 che la bipassa.

L'accordo sul collettore del TR2 consta di L3, C6, C7, ed è regolato per 72 MHz. La R6, bipassata dal C5 evita che lo stadio possa «imballarsi» assorbendo una eccessiva corrente. Il segnale per il TR3 (duplicatore-pilota) è preso tra C6 e C7 che formano un «partitore di tensione RF». Regolando l'uno e l'altro alternativamente, si può ottenere il miglior pilotaggio per il TR3 aggiustando l'impedenza nel punto del prelievo.

Come si vede, il TR3 lavora con la base direttamente collegata a massa: con questa figurazione non si ottiene un guadagno enorme, ma si ha una ottima separazione tra i circuiti di ingresso e di uscita. Sul collettore di questo secondo stadio duplicatore otteniamo il segnale RF alla frequenza prevista per l'emissione: 144 MHz. Come nel caso precedente, il segnale è prelevato tra i compensatori: C8 e C9, ed è applicato allo stadio finale via emettitore - JAF2; per i due compensatori valgono le considerazioni già esposte in precedenza. Anche lo stadio amplificatore «di potenza» RF lavora con la base a massa. Il segnale è avviato all'antenna tramite L5-L13 che formano l'accordo di carico. Ora, per comprendere come lo stadio sia modulato ed alimentato dobbiamo osservare contemporaneamente questa figura e la suc-

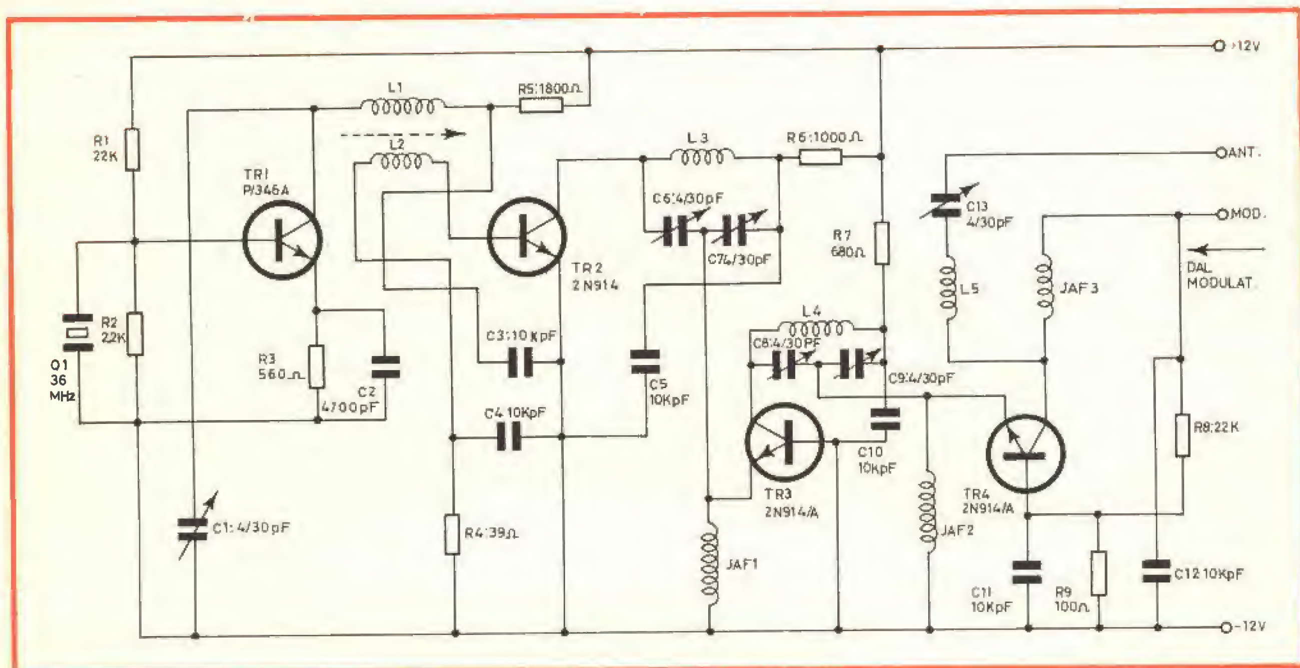


Fig. 2 - Schema elettrico della sezione RF del trasmettitore.

cessiva: fig. 3. In quest'ultima noteremo il TR8 che è praticamente connesso in «serie» con il TR4. Il TR4 funge da «resistenza controllata dal segnale audio», ed in tal modo anche il TR8 assorbe una minore o maggior potenza a seconda dei suoni che colpiscono il microfono. Abbiamo così una quasi perfetta **modulazione in ampiezza** dello stadio finale RF. Quella che si vuole ottenere.

Un rapido sguardo al «resto» del modulatore.

Ovviamente si tratta di un semplicissimo amplificatore audio recante gli stadi in cascata: i primi due sono quanto di più risaputo (ma degno di fede) si possa immaginare: noteremo di sfuggita R15, controllo del guadagno, quindi della profondità di modulazione.

TR7 è a sua volta classico, ma per una migliore funzione del TR8 come «resistenza controllata dal segnale» l'accoppiamento tra i due stadi è diretta. Dall'emettitore del TR8, tramite JAF4 l'alimentazione è avviata al TR4, come abbiamo visto; si noti però che anche la base dello stadio finale RF perviene alla JAF4. Così facendo abbiamo una modulazione «mista» di base-collettore che consente di giungere ad una percentuale non molto lontana da quel 100% che sarebbe desiderabile.

Prima di proseguire invitiamo ora il lettore a dare una buona occhiata alla fotografia: non sarebbe possibile descrivere ogni dettaglio costruttivo; l'osservazione del prototipo chiarirà ciò che è giocoforza tacere per non rendere questo articolo simile ai «Promessi sposi» con l'aggiunta della Saga dei Forsythe.

O all'Enciclopedia britannica.

Tendiamo ad evitare il linciaggio, è ovvio.

Orbene: la base del complessino, come avevamo premesso è «unica»; vale a dire che modulatore ed RF hanno tutti gli stadi montati su di un unico supporto stampato che misura 120 mm. per 60 mm. Le parti seguono una disposizione «logica» dettata dallo schema; sono «abbastanza» ravvicinate ma non tanto da poter creare inneschi parassitari o simili.

La figura 4 mostra le tracce delle connessioni, per altro rilevabili anche nella fotografia.

Il microfono montato direttamente sul pannello, non è certamente la soluzione migliore; è bene prevedere un microfono «classico» (se possibile di buona qualità) collegato al trasmettitore mediante un cavetto schermato. Se il lettore osserva con attenzione la fotografia, vedrà che il cristallo è infilato su di uno zoccolino plastico: questa è una soluzione costruttiva opzionale, dato che «Q» potrebbe anche essere saldato direttamente al circuito. Lo zoccolo però consente una rapida sostituzione del cristallo, e considerando che per uno spostamento di 50 kHz in più o in meno non occorre ritarare alcunché, la sostituzione può essere utile per evitare il QRM dato da una stazione più potente casualmente all'opera sulla stessa frequenza.

Sempre dall'osservazione della fotografia si vedrà che TR4, TR7 e TR8 sono muniti di radiatore: questa è una precauzione indispensabile per evitare la distruzione dei semiconduttori interessati a causa di una eccessiva potenza assorbita.

Se non si usano i radiatori alettati, TR4 e TR8 possono andare fuori uso dopo pochi minuti.

Altro non v'è da dire, perché, come abbiamo premesso, questo progetto non è destinato a chi ha appena iniziato la sua attività sperimentale in elettronica, ma a chi ha già una certa scorta di nozioni comuni.

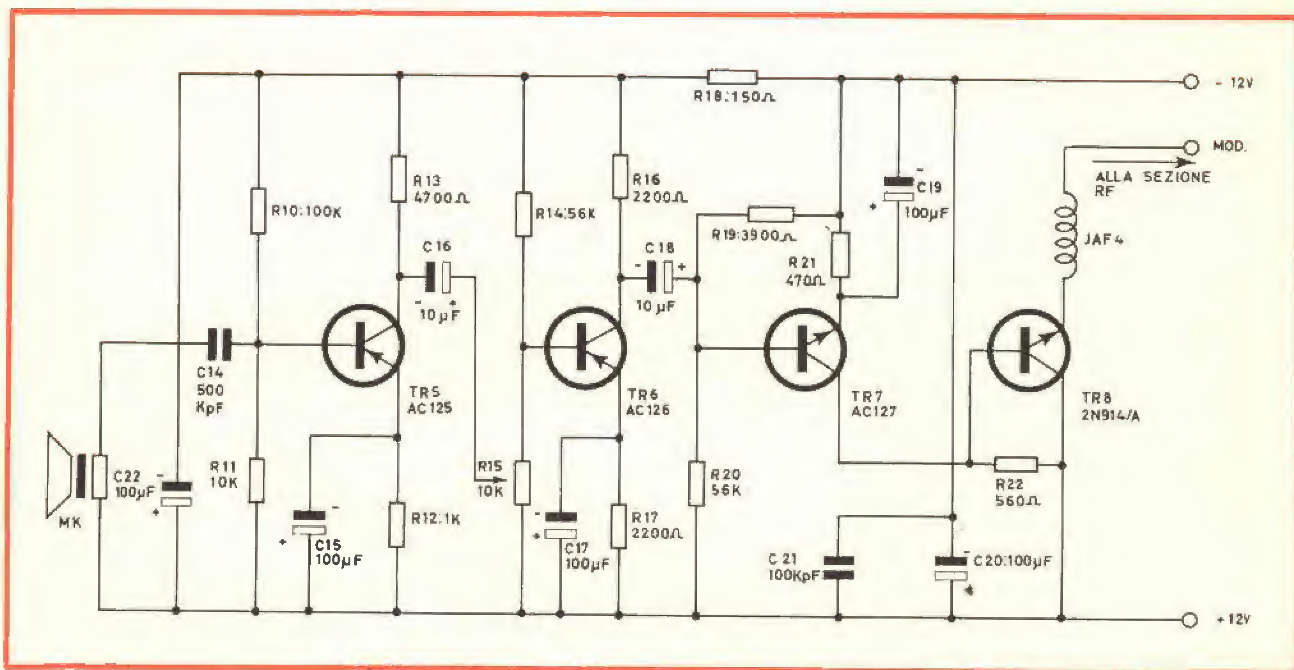


Fig. 3 - Schema elettrico del modulatore.

Passiamo quindi direttamente alla regolazione.

Se il lettore dispone di un «Grid-dip» o analogo strumento, potrà «dare una regolata» a tutti gli avvolgimenti ed ai compensatori sì da avere un primo allineamento.

Diciamo una... «regolata» perché questo lavoro è solo un allineamento di base, fondamentale, che non serve certo per ricavare il massimo segnale, ma solo per iniziare la «vera» taratura con una approssimazione già realizzata.

Ciò fatto, portando il commutatore del Grid-dip su «passivo» in modo da poterlo impiegare come ondametro si inizierà la seconda parte dell'operazione.

Alimentato il trasmettitore (si rammenti che la tensione non deve eccedere i 12 V pena la rottura dei TR4-TR8) si accoppierà la bobina esploratrice dell'ondametro alla L1, e si regolerà il nucleo delle L1-L2, nonché C1 sin che l'oscillatore non «parte» ovvero innesca. L'avvenuta oscillazione sarà ovviamente indicata dallo strumento impiegato, ed il medesimo potrà anche mostrare come sia poco critico lo stadio del TR1, che continua... eroicamente (!) ad oscillare anche mezzo starato, con un allineamento scadente, approssimativo. E' ovvio, comunque, che non si lascerà (SIC) in queste condizioni l'oscillatore, ma anzi lo si regolerà per il maggior segnale ricavato pur senza insistere per trovare proprio un «rendimento di picco» che sovente coincide con una certa instabilità.

A questo punto si collegherà una lampadinetta da 3 V 0,05A o simile tra l'attacco dell'antenna e la massa (lavoro che può essere eseguito anche all'inizio, è chiaro) e si procederà a regolare su 72 MHz la L3 traendo o comprimendo le spire in modo da modificare la spaziatura, lavorando frattanto sui compensatori C6-C7.

Da questo accordo si passerà al successivo: L4-C8-C9, che dovranno risuonare a 144 MHz. Ora, si «tornerà indietro» regolando ancora i compensatori C6-C7 sin che l'ondametro accoppiato alla L4 manifesti il massimo segnale presente, che evidentemente coinciderà con il migliore pilotaggio ottenuto all'ingresso dello stadio.

Può accadere a questo punto, che il TR3 scaldi in modo preoccupante a causa di una eccessiva dissipazione causata da un troppo energico pilotaggio. Se toccando il radiatore ci si scotta un dito, il TR3 è «imballato» e sarà neces-

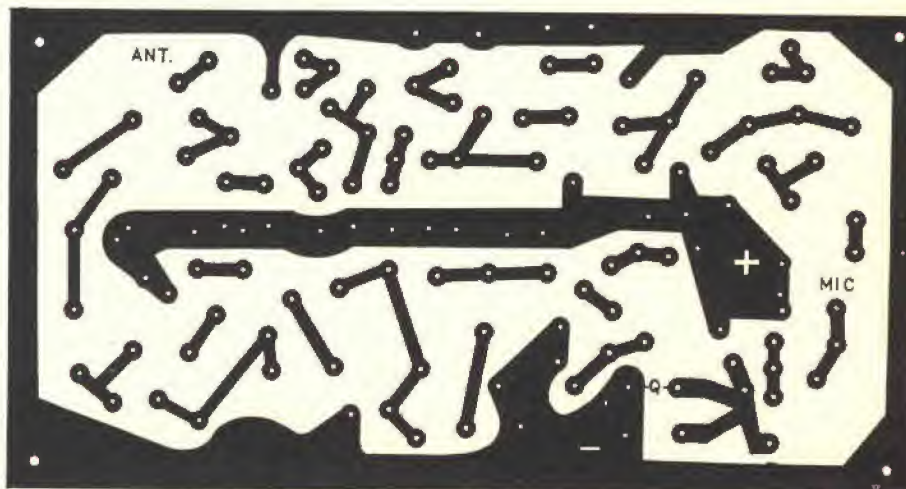


Fig. 4 - Circuito stampato in grandezza naturale.

sario starare leggermente l'accordo d'ingresso per non sovraccaricare il 2N914, che fà quello che può, con la sua non ingente dissipazione massima a temperatura ambiente.

Regolato che sia l'ultimo duplicatore si passerà al finale: data una «toccatina» al C9 ed al C13 la lampadina collegata all'uscita deve accendersi, e fischiando nel microfono deve brillare con maggiore o minore intensità, seguendo i suoni.

A questo punto la regolazione può dirsi ultimata, e se il lettore è in possesso della **licenza di trasmissione** può staccare la lampadina e connettere l'antenna per poi trimmare ancora C13 e magari aggiustare la spaziatura della L5 sino ad ottenere la maggiore irradiazione.

E... se il lettore non dispone dell'ondametro, del Grid-dip, di nulla che possa servire alle misure?

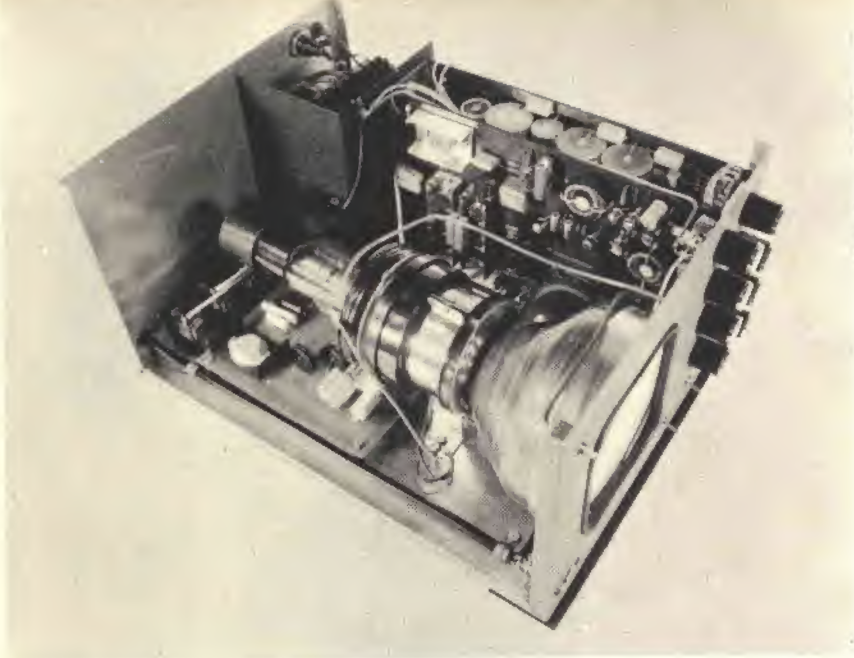
Beh, la **pazienza** farà da surrogato; con la lampadina collegata all'uscita si cercherà innanzitutto di far innescare l'oscillatore (il TR1, se L1 è ben fatta, entrerà in azione con il nucleo esattamente centrato rispetto all'avvolgimento e con C1 a metà corsa). Possedendo «almeno» un ricevitore che possa essere sintonizzato sui 32 MHz, verificare l'avvenuta reazione sarà molto facile. Di seguito i vari accordi dei duplicatori e del finale saranno aggiustati **con calma,** con ponderatezza, sino ad ottenere l'accensione della lampadina-carico.

Non appena il filamento accennerà ad illuminarsi, le manovre dovranno farsi ancor più caute, perché è molto facile «sregolare» ciò che si è già allineato.

Terminiamo dicendo che l'ultimissima regolazione da farsi è quella relativa ad R15, il controllo della profondità di modulazione. Il trimmer sarà ruotato quanto basta per non «splatterare», pur cercando la massima percentuale.

Se la modulazione è eccessiva, questo trasmettitore denuncia una certa FM parassitaria, quindi anche vedendo la questione da questo lato, non conviene davvero sovramodulare: il segnale RF perderebbe la «pulizia» che in effetti ha, se le regolazioni sono eseguite con la necessaria cura, senza voler «strafare».

I MATERIALI		**Numero di Codice G.B.C.**
C1	**- compensatore da 4/30 pF in Teflon**	OO/0058-12
C2	**- condensatore ceramico da 4.700 pF**	BB/1580-60
C3	**- condensatore ceramico da 10.000 pF**	BB/1580-80
C4	**- eguale al C3**	BB/1580-80
C5	**- eguale al C3**	BB/1580-80
C6	**- eguale al C1**	OO/0058-12
C7	**- eguale al C1**	OO/0058-12
C8	**- eguale al C1**	OO/0058-12
C9	**- eguale al C1**	OO/0058-12
C10	**- eguale al C3**	BB/1580-80
C11	**- eguale al C3**	BB/1580-80
C12	**- eguale al C3**	BB/1580-80
C13	**- eguale al C1**	OO/0058-12
C14	**- condensatore in poliestere da 0,5 μF**	BB/2081-70
C15	**- condensatore elettrolitico miniatura da 100 μF 12 VL**	BB/3010-30
C16	**- condensatore elettrolitico miniatura da 10 μF 12 VL**	BB/3010-00
C17	**- eguale al C15**	BB/3010-30
C18	**- eguale al C16**	BB/3010-00
C19	**- eguale al C15**	BB/3010-30
C20	**- eguale al C15**	BB/3010-30
C21	**- condensatore ceramico da 100.000 pF**	BB/1780-40
C22	**- eguale al C15**	BB/3010-30
L1	**- avvolgimento composto da 14 spire di filo in rame smaltato ∅ 0,6 mm. Spire accostate. Supporto plastico ∅ 6 mm. Nucleo ferromagnetico**	—
L2	**- quattro spire di filo eguale a quello della L1 avvolte direttamente sul capo «freddo» della L1**	—
L3	**- avvolgimento in aria composto da 6 spire di filo argentato ∅ 1 mm. Diametro dell'avvolgimento 10 mm. Spaziatura tra le spire 2-3 mm**	—
L4	**- avvolgimento in aria composto da 4 spire di filo in rame argentato ∅ 1 mm. Diametro dell'avvolgimento 8 mm. Spaziatura da regolare per tentativi**	—
L5	**- avvolgimento in aria composto da 4 spire di filo in rame argentato ∅ 1 mm. Diametro dell'avvolgimento 10 mm. Spaziatura 2-3 mm, da regolare per tentativi**	—
Jaf1	**- impedenza RF da 10 μH**	OO/0474-00
Jaf2	**- eguale alla Jaf1**	OO/0474-00
Jaf3	**- eguale alla Jaf1**	OO/0474-00
Jaf4	**- eguale alla Jaf1**	OO/0474-00
MK	**- microfono magnetico: Z = 2.500 Ω, oppure 5.000 Ω**	QQ/0281-03
Q	**- cristallo risonante a 32 MHz**	QQ/0461-03
R1	**- resistore da 22.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3203-22
R2	**- resistore da 2.200 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-22
R3	**- resistore da 560 Ω, ½ W - 10%**	DR/3201-56
R4	**- resistore da 39 Ω, ½ W - 10%**	DR/3200-39
R5	**- resistore da 1.800 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-18
R6	**- resistore da 1.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-10
R7	**- resistore da 680 Ω, ½ W - 10%**	DR/3201-68
R8	**- eguale a R1**	DR/3203-22
R9	**- resistore da 100 Ω, ½ W - 10%**	DR/3201-10
R10	**- resistore da 100.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3204-10
R11	**- resistore da 10.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3203-10
R12	**- resistore da 1.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-10
R13	**- resistore da 4.700 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-47
R14	**- resistore da 56.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3203-56
R15	**- resistore da 470 Ω, ½ W - 10%**	DP/0053-10
R16	**- trimmer potenziometrico lineare da 10.000 Ω**	DR/3202-22
R17	**- eguale ad R2**	DR/3202-22
R18	**- eguale ad R2**	DR/3201-15
R19	**- resistore da 150 Ω, ½ W - 10%**	DR/3202-39
R20	**- resistore da 3.900 Ω, ½ W - 10%**	DR/3203-56
R21	**- resistore da 56.000 Ω, ½ W - 10%**	DR/3201-47
R22	**- resistore da 560 Ω, ½ W - 10%**	DR/3201-56
TR1	**- transistore P/346-A**	YY/6779-00
TR2	**- transistore 2N914**	YY/6851-00
TR3	**- eguale al TR2**	YY/6851-00
TR4	**- eguale al TR2**	YY/6851-00
TR5	**- transistore AC125**	YY/2642-00
TR6	**- transistore AC126**	YY/2645-00
TR7	**- transistore AC127**	YY/2648-00
TR8	**- transistore 2N914**	YY/6851-00





SSTV

Da molto tempo mi interessavo alla telescrivente e spesso, ascoltando sulle nostre frequenze dei 10, 15, 20, 40 e 80 metri (pari a 28, 21, 14, 7 e 3,6 MHz) a parte le varie emissioni in telescrivente abusive e non sulle nostre gamme d'onda, sentivo dei suoni simili in un primo tempo, a quelli della RTTY, ma che sintonizzati, demolati, ed applicati alla mia macchina scrivente, portavano a dei messaggi che nulla avevano di terrestre (TPIE OZ 12 3N/// 34RDHG°) ed ogni volta tornavo deluso nell'esigua fettina dei venti metri (da 14.080 a 14.100 kHz) usata dai radioamatori telescriventisti di tutto il mondo.

Questo arcano mistero venne poi svelato come d'incanto quel giorno che mi passò tra le mani una rivista americana, dove un articolo, in particolare, attirò la mia attenzione: «THE MONITOR FOR SLOW SCAN TV» (Monitor per televisione a scansione lenta).

Con quella poca conoscenza di inglese che possedevo, capii da quell'articolo che era possibile, per un radioamatore, effettuare un QSO (collegamento fra radioamatori) anche con immagini.

Qualche giorno avanti chiamai nel mio QTH (casa mia) **I2VBC** Alberto e **I2JQ** Roberto, affinché, da bravi traduttori, potessero farmi la versione italiana del breve articolo in questione.

Venne fuori, da quelle poche righe, una quantità di paroloni che mi lasciarono un pò perplesso e nel dubbio se continuare sull'argomento oppure ritornare a contare quanti transistori, resistori e condensatori possedessi, in quel momento.

Da buon testardo, quale sono, continuai, e piano piano compresi gradatamente il funzionamento di questo apparato che sto per descrivere.

Queste poche parole, penso, possano servire a delineare l'inizio della storia di questo mio Monitor per SSTV, ma sono sicuro che quattro righe sulla storia della SSTV siano altrettanto interessanti.

SINTESI STORICA DELLA SSTV

1955

W4 ZII Copthorne Mac Donald (statunitense) studiò per primo il problema SSTV quale mezzo per effettuare collegamenti in immagini fra radioamatori.

1957

W4 ZII costruisce un apparato avente le seguenti caratteristiche:

Numero delle linee	120
Frequenza orizzontale	20 Hz
Scansione del quadro	6 s
Rapporto di forma del quadro	1 : 1
Tipo di emissione	Ampiezza Modulata (AM)
Sottoportante	2.000 Hz

I risultati di questi esperimenti furono pubblicati su di una rivista radioamatoriale americana e, questi, stuzzicarono l'interesse di alcuni OM (radioamatori) inglesi ed in particolare **G3 AST**.





prima parte

MONITOR PER TELEVISIONE A SCANSIONE LENTA

di Gloriano ROSSI

1958

Avvengono i primi scambi di immagini tramite nastro registrato fra **W4 ZII** e **G3 AST**.

1959

Prime serie di immagini inviate via radio (in 10 m) da **W4 ZII** a **G3 AST**, quest'ultimo solo in ricezione poiché era in possesso del solo monitor.

1960

Vengono effettuate da New York, prove sui 75 m con una potenza di circa 1 kW che vengono ricevute e registrate da una decina di americani.

1966

Prime prove in 20 m.

1967

Scambio di immagini fra stazioni americane e la base artica a Mc Murdo (**KC 4 USV**).



1968

La SSTV viene riconosciuta e approvata dalla FCC (Ufficio competente americano).

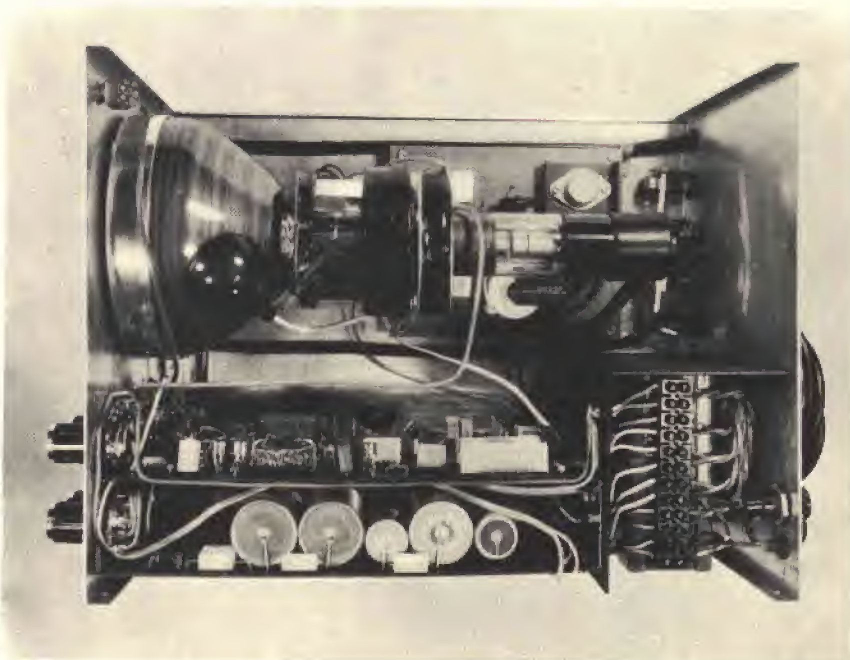
Dopo tale data il fenomeno dilaga come una macchia d'olio.

Fra i pionieri italiani ricordo in particolare **I4 LCF** Franco Fanti e **I5 KG** Giovanni Guidetti.

DESCRIZIONE DEL FUNZIONAMENTO

E' chiaro ed inevitabile che esiste, a tutt'oggi, un solo sistema di emissione in SSTV e questo tipo di funzionamento viene naturalmente usato da tutti i radioamatori del mondo.

Cablaggio eseguito da I2CSN - Nino Cosmina



Un segnale SSTV può essere inviato in AM (Ampiezza Modulata), FM (Modulazione di Frequenza), in SSB (Banda laterale unica - Single Side Band) e in DSB (doppia banda laterale - Double Side Band) quest'ultima è molto simile all'AM ed è più comunemente conosciuta come: Emissione a Portante Controllata.

Non mi soffermerò a descrivere le caratteristiche delle varie emissioni, ho voluto però citarle perché sia chiaro che qualsiasi trasmettitore in fonia, in perfette condizioni di funzionamento, può essere usato per emettere segnali in SSTV, e quindi, di conseguenza, anche un buon ricevitore, per le gamme dei Radioamatori, può essere usato egregiamente per ricevere detti segnali.

Non ho citato, pocanzi, l'emissione ad impulsi o altri modi di emissione più o meno complessi, perché non ho dati sufficienti per affermare la positività nell'uso di questi sistemi di trasmissione.

Abbiamo visto che qualsiasi ricevitore, atto a ricevere le gamme dei radioamatori, può essere usato per far funzionare un Monitor SSTV (nel mio caso ho sempre usato il G4 216 e non ho mai riscontrato difficoltà nel ricevere segnali sia pur deboli) tenendo presente che gli unici punti negativi che pregiudicano una buona immagine sono:

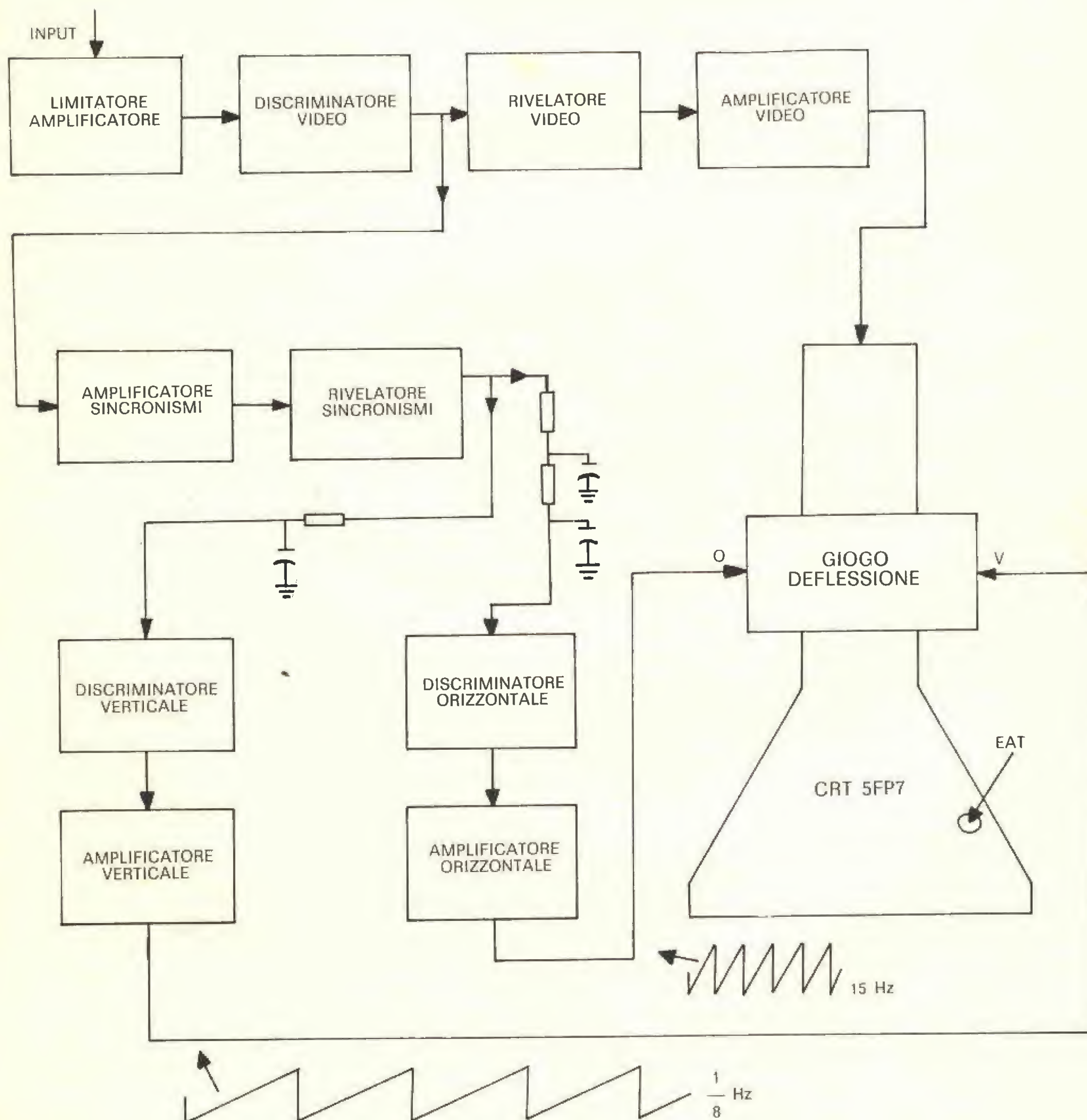


Fig. 1 - Schema a blocchi del monitor per televisione a scansione lenta.

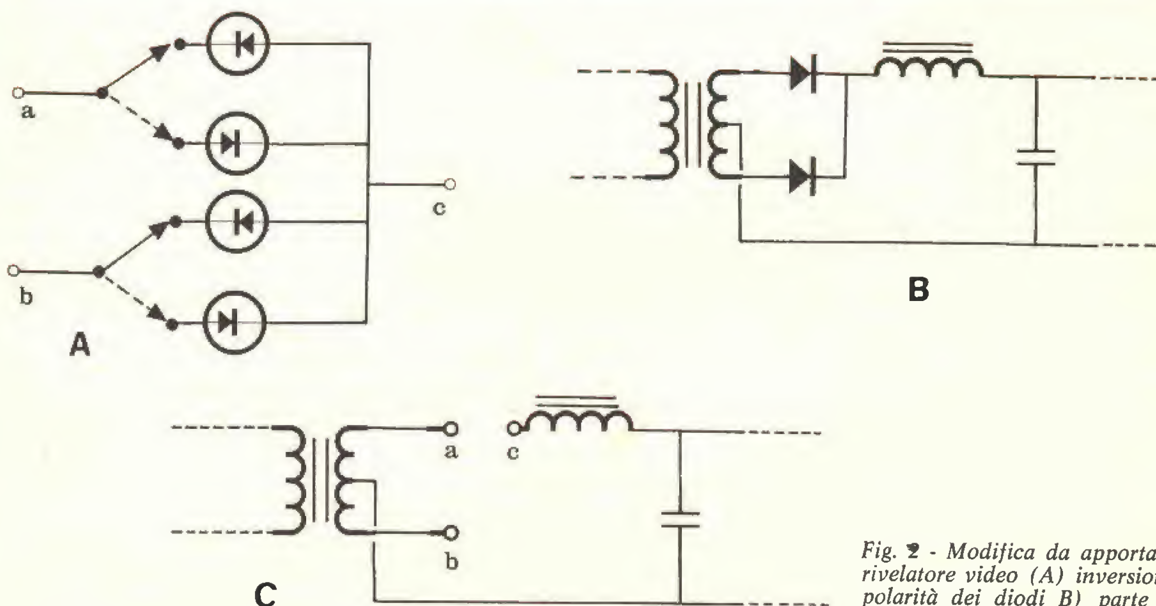


Fig. 2 - Modifica da apportare al rivelatore video (A) inversione di polarità dei diodi B) parte interessata C) connessioni.

1) un segnale estremamente debole;
2) presenza di splatteri di una stazione vicina;
3) QRM (Disturbi industriali tipo ascensore, caldaie ecc.);
4) QRN (Disturbi atmosferici).

Non starò in questa sede a descrivere il funzionamento del trasmettitore, quindi lo considereremo così come tale e non per le parti di cui è composto ed il loro relativo uso specifico.

LO SCHEMA A BLOCCHI

Limitatore amplificatore

Questo primo stadio, costituito da tre transistori al silicio a bassissimo rumore, permette di avere all'uscita un segnale presoché costante; un segnale troppo alto viene, per così dire, «tosato» ed un segnale relativamente debole viene «amplificato».

Discriminatore video

E' costituito da un filtro sintonizzato sui 2300 Hz, toroide 88 mH e capacità. Questo filtro permette solamente il passaggio delle frequenze interessate, cioé quelle inferiori a 2.300 Hz, e impedisce alle frequenze indesiderate di influenzare gli stadi successivi.

Rivelatore video

Stadio estremamente semplice preceduto da un transistore amplificatore. Lo stadio è costituito da un trasformatorino intertransistoriale e da due diodi rivelatori. Interessante in questo stadio è la posizione dei due diodi; se si inverte, infatti, la polarità di questi semiconduttori si ottiene una inversione dal nero al bianco e viceversa; ossia da una immagine positiva potrà essere ottenuta un'immagine negativa. A tale scopo suggerisco la modifica illustrata nella figura 2, dove in A è visibile l'inversione di polarità dei due diodi rivelatori video del circuito originale, in B è raffigurata la parte interessata ed in C vengono chiarite le connessioni. Naturalmente il doppio commutatore necessario a tale modifica viene posto sul pannello frontale. Questa modifica ha, oltre che un'applicazione curiosa, una particolare utilità nel QRM, poiché nel caso di un messaggio scritto, è più facile la lettura di una scrittura bianca su fondo nero, che nera su fondo bianco.

Amplificatore video

Il segnale, così rivelato, viene amplificato sufficientemente per pilotare il tubo catodico (5FP7). In questo stadio troviamo due potenziometri, quello del contrasto e quello della luminosità.

Amplificatore e rivelatore sincronismi

Il segnale viene prelevato, dopo il discriminatore video, e portato all'entrata dello stadio amplificatore dei sincronismi. In questo stadio troviamo anche un potenziometro che regolerà il livello di sincronismo.

Rivelatore sincronismi

E' costituito da due diodi al silicio ed è seguito da un transistore del tipo PNP al silicio che ha la funzione di amplificare il segnale rivelato.

Discriminatore verticale ed orizzontale

Il segnale opportunamente amplificato viene immesso nei due circuiti inerenti alla deflessione orizzontale e verticale. All'entrata di questi due stadi, il segnale incontra due diversi circuiti filtro di cui uno è costituito da un solo resistore ed un condensatore e permette il passaggio del segnale, costituito dai soli impulsi verticali, allo stadio di discriminazione preceduto da un'ulteriore preamplificazione; l'altro filtro costituito da due resistori e due

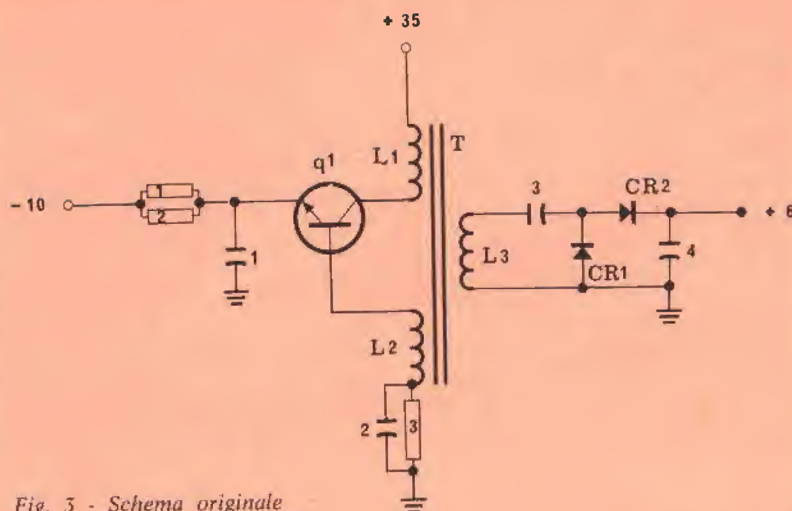


Fig. 3 - Schema originale della sezione di alta tensione.

COMPONENTI RELATIVI ALLO SCHEMA ELETTRICO DI FIG. 3

R1	470 Ω 1 W	
R2	470 Ω 1 W	
R3	10 kΩ 0.5 W	
C1	10 μF 25 VL	Elettrolitico
C2	82 pF	PIN
C3	500 pF 15 KV	
C4	500 pF 15 KV	
CR1	Diodo EAT TV18	
CR2	Diodo EAT TV18	
T1	Trasformatore riga	Riavvolgendo i primari con 50+50 spire filo da 0.5 mm
Q1	2N3055	Vedi tabella delle sostituibilità
1	Cavetto EAT	

COMPONENTI RELATIVI ALLO SCHEMA ELETTRICO DI FIG. 4

R1	4700 Ω 0.5 W	
C1	100 kpF	A carta o poliestere
C2	220 kpF	A carta o poliestere
C3	500 pF 15 kV	
C4	500 pF 15 kV	
CR1	Diodo EAT TV18	
CR2	Diodo EAT TV18	
T1	Trasformatore riga	Vedi testo
1	Cavetto EAT	
Q1	2N3055	Vedi tabella delle sostituibilità

condensatori permette il passaggio del segnale per i soli impulsi orizzontali. Gli stadi discriminatori sono costituiti rispettivamente da un circuito integrato multivibratore monostabile e un transistore, unitamente ad un FET. Al Source di questo FET troviamo una regolazione, costituita da un potenziometro, che serve a determinare un punto di lavoro del semiconduttore stesso; l'effetto ottenuto sarà la centratura della traccia. Un'altro potenziometro permetterà di ottenere l'esatta amplificazione della traccia.

Amplificazione orizzontale e verticale

In seguito, il segnale così formato verrà amplificato dallo stadio finale costituito da transistori a simmetria complementare che provvedono a fornire il bilanciamento in continua, attraverso le bobine del giogo di deflessione.

Passiamo ora alla costruzione del Monitor; inizierò ad esaminare lo stadio di alimentazione poiché è logico che debba essere sempre il primo, per qualsiasi apparato che costruiamo.

Tengo a raccomandare di usare un saldatore adatto per transistori e circuiti integrati a punta piccola ed il miglior stagno che si possa trovare (quest'ultimo affinché la saldatura dei componenti sia facile e sicura); dico tutto ciò perché, come vedremo, soprattutto in seguito, le tracce del circuito stampato della parte demodulatrice, sono molto piccole ed è estremamente facile effettuare saldature fredde con un conseguente mancato funzionamento.

I CIRCUITI DI ALIMENTAZIONE

I circuiti di alimentazione prevedono 7 diverse tensioni, vorrei quindi analizzarle una per una.

Il primo secondario del trasformatore di alimentazione (6,3 V) è richiesto dai filamenti del tubo (CRT) catodico **5FP7** a lunga persistenza.

Il secondo avvolgimento secondario è di 460 V con una presa centrale quindi, per essere più precisi, si avranno 230 + 230 V. Que-

sta presa centrale viene posta a massa, mentre gli altri due capi rimanenti andranno collegati al ponte dei diodi raddrizzatori che nello schema originale è formato da 8 diodi tipo **1N3756,** facilmente sostituibili con 4 diodi tipo **BY127** o **1N4004** della Philips oppure, meglio ancora, tipo **1N4006** della Motorola.

Normalmente noi vediamo che il punto negativo di un ponte raddrizzatore viene collegato a massa mentre nel nostro caso, occorrendoci sia una tensione negativa che positiva, e qui rimane implicita la ragione per cui abbiamo posto a massa la presa centrale del secondario in esame, nel nostro caso, ripeto, il terminale positivo fa capo ad un circuito di filtro avente i due condensatori elettrolitici con il negativo verso massa (2 x 40 µF 450 VL) ed avremo, chiaramente, una tensione positiva. Dall'altro capo del ponte raddrizzatore preleveremo la tensione negativa che a sua volta passerà in un circuito filtrante costituito da due condensatori elettrolitici con il positivo verso massa (20 µF 450 VL + 40 µF 450 VL) in questo modo all'uscita avremo, sempre rispetto al telaio, una tensione di —300 V; —300 V e non 285 V poiché abbiamo cambiato il valore di uno dei condensatori diminuendone la capacità.

Il terzo secondario del trasformatore di alimentazione fornisce una tensione di 24 V AC che viene raddrizzata da un ponte di diodi del tipo **1N4817,** sostituibili sempre con i **BY127** o meglio con gli **1N4004** o **1N4006,** e quindi filtrata da un condensatore elettrolitico da 1000 µF 50 VL; avendo raddrizzato entrambe le semionde e filtrata con il condensatore elettrolitico avremo una tensione continua, positiva verso massa, di + 35 V che alimenterà il circuito di alta tensione ed il circuito del fuoco.

Analizzando ora i due ultimi secondari del trasformatore di alimentazione notiamo che sono uguali, i due circuiti abbinati a questi secondari, da 12,6 V, permettono infatti di fornire alla sezione demodulatrice le due tensioni necessarie per il perfetto funzionamento, cioé + 10 e —10 V.

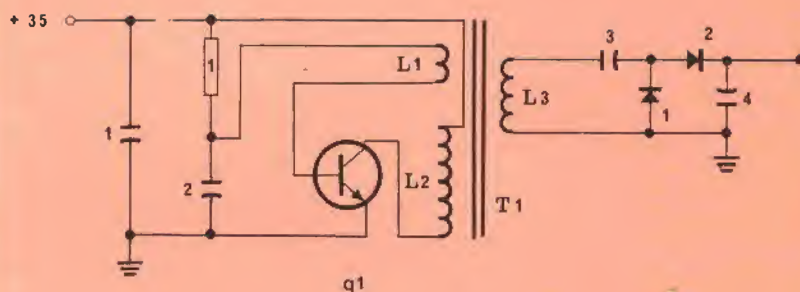
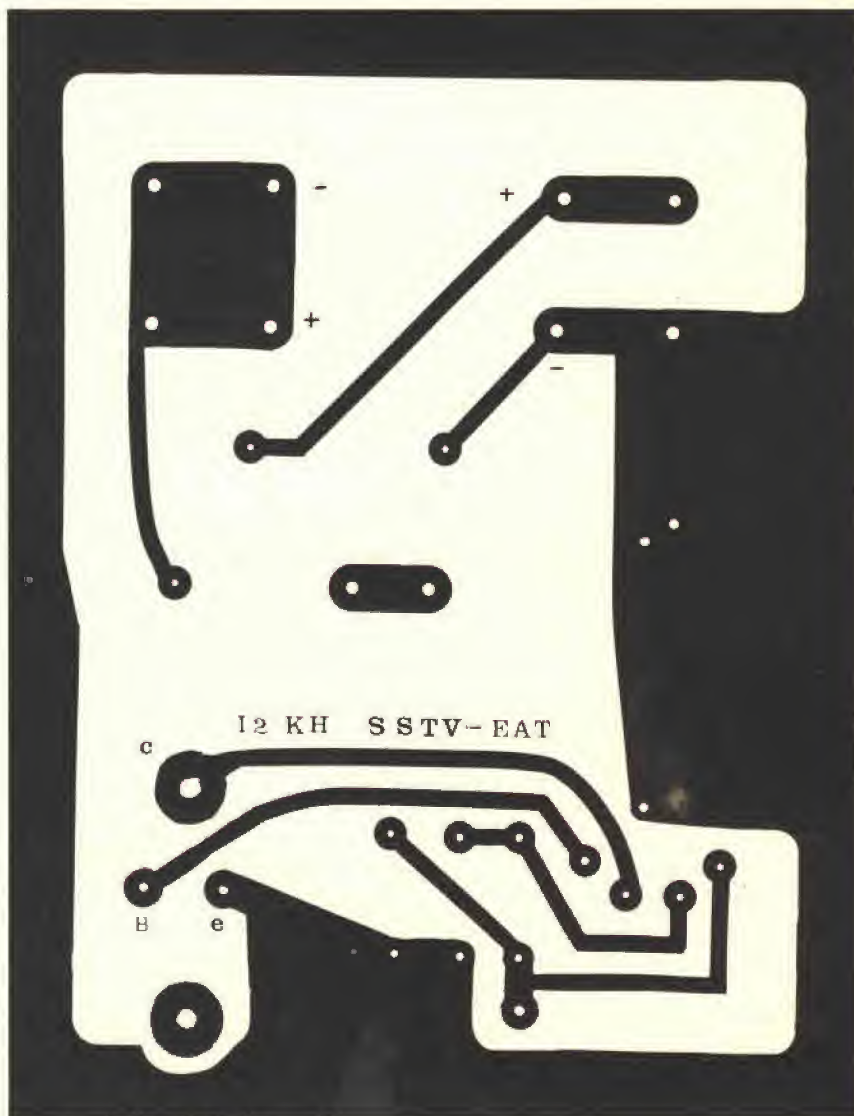


Fig. 4 - Modifica del circuito di alta tensione.

Fig. 4/A - Circuito stampato in grandezza naturale inerente allo schema di fig. 4.



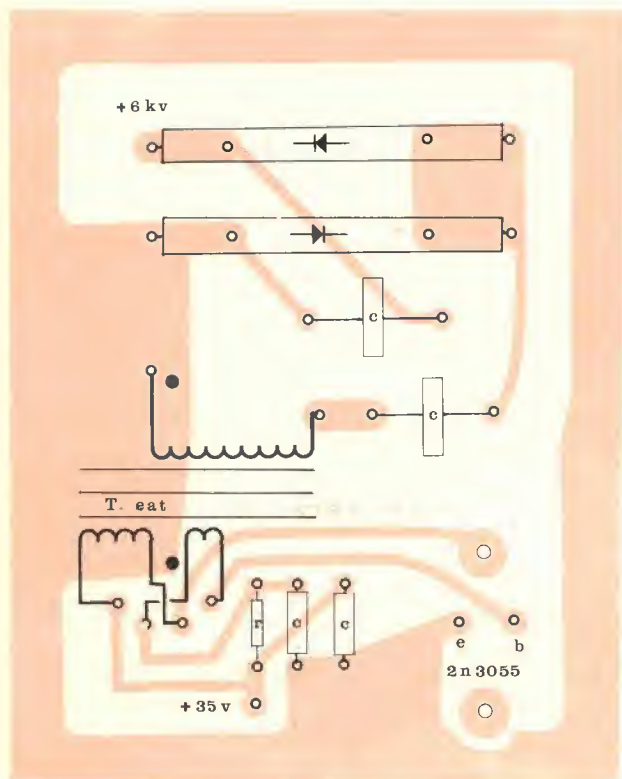


Fig. 4/B - Disposizione dei componenti sul c.s. relativi allo schema di fig. 4.

COMPONENTI RELATIVI ALLO SCHEMA ELETTRICO DI FIG. 5		
R1	47 Ω 2 W	
R2	2200 Ω 0.5 W	
R3	47 Ω 2 W	
R4	2200 Ω 0.5 W	
R5	150 Ω 0.5 W	
R6	330 Ω 0.5 W	
R7	680 Ω 0.5 W	
R8	680 Ω 0.5 W	
R9	5000 Ω	Trimmer
R10	100 Ω 0.5 W	
R11	150 Ω 0.5 W	
R12	330 Ω 0.5 W	
R13	680 Ω 0.5 W	
R14	680 Ω 0.5 W	
R15	100 Ω 0.5 W	
R16	5000 Ω	Trimmer
C1	40 μF 450 VL	Elettrolitico
C2	40 μF 450 VL	Elettrolitico
C3	16 μF 450 VL	Elettrolitico
C4	40 μF 450 VL	Elettrolitico
C5	1000 μF 50 VL	Elettrolitico
C6	2000 μF 25 VL	Elettrolitico
C7	500 μF 25 VL	Elettrolitico
C8	4700 pF	Pin
C9	2000 μF 25 VL	Elettrolitico
C10	500 μF 25 VL	Elettrolitico
C11	4700 pF	Pin
D1/16	1N4004	Vedi tabella sostituibilità
D17	Zener	4.7 V 1 W
D18	Zener	4.7 V 1 W
T	Trasformatore	Alimentazione vedi tabella dei valori
Q1	MJ480	Vedi tabella delle sostituibilità
Q2	2N2218	Vedi tabella delle sostituibilità
Q3	2N3417	Vedi tabella delle sostituibilità
Q4	2N3732	Vedi tabella delle sostituibilità
Q5	2N3906	Vedi tabella delle sostituibilità
Q6	2N3906	Vedi tabella delle sostituibilità

I due circuiti di stabilizzazione sono molto semplici, ma nessuno vieta di usare un altro tipo che ugualmente fornisca all'uscita una tensione di +10 V ed un'altra di −10 V.

L'unica modifica, o per meglio dire aggiunta, che ho apportato a questi due circuiti è stata quella di dividere la resistenza da 470 Ω fra la base e il collettore del **Q 5** e rispettivamente anche nell'altro circuito, fra la base e il collettore del **Q 2**, con due resistori: uno da 330 Ω rispetto alla base, ed uno da 150 Ω rispetto al collettore; al punto centrale dei due resistori fa capo un condensatore elettrolitico da 500 μF 25 VL che nel circuito dei —10 V ha il positivo verso la massa; questa modifica è stata fatta al fine di livellare maggiormente la tensione.

Nello schema originale fa parte dell'alimentatore anche la sezione di alta tensione che dovrà fornire circa 6 KV.

Vediamo che per alimentare questo circuito viene prelevata sia la tensione di + 35 V che quella di —10 V; questo circuito già per se stesso ha un ottimo funzionamento, però si può sostituirlo con un altro molto più semplice e che impiega un minor numero di componenti con migliori risultati.

Più semplice poiché usa solamente la tensione positiva dei 35 V mentre non vengono toccati i —10 V; i componenti usati per questo circuito sono: 1 transistor di potenza (**2N4327** oppure il **2N3055**). 1 resistore da 4700 Ω e due condensatori, l'uno da 100 kpF e l'altro da 220 kpF.

Sul trasformatore di riga, dello schema originale, che potrà essere qualsiasi tipo per televisore a transistori, occorreva rifare l'avvolgimento del primario con 50 + 50 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,5 mm, nel nuovo circuito riavvolgeremo il primario con 25 spire di rame smaltato da 0,5 mm ed in più una spira e mezza, due o due e mezza, a seconda del trasformatore, con filo di rame oppure con una normale trecciola per cablaggi.

Questi due circuiti funzionano entrambi con impulsi compresi fra i 12 e i 15 kHz, si è ritenuto con-

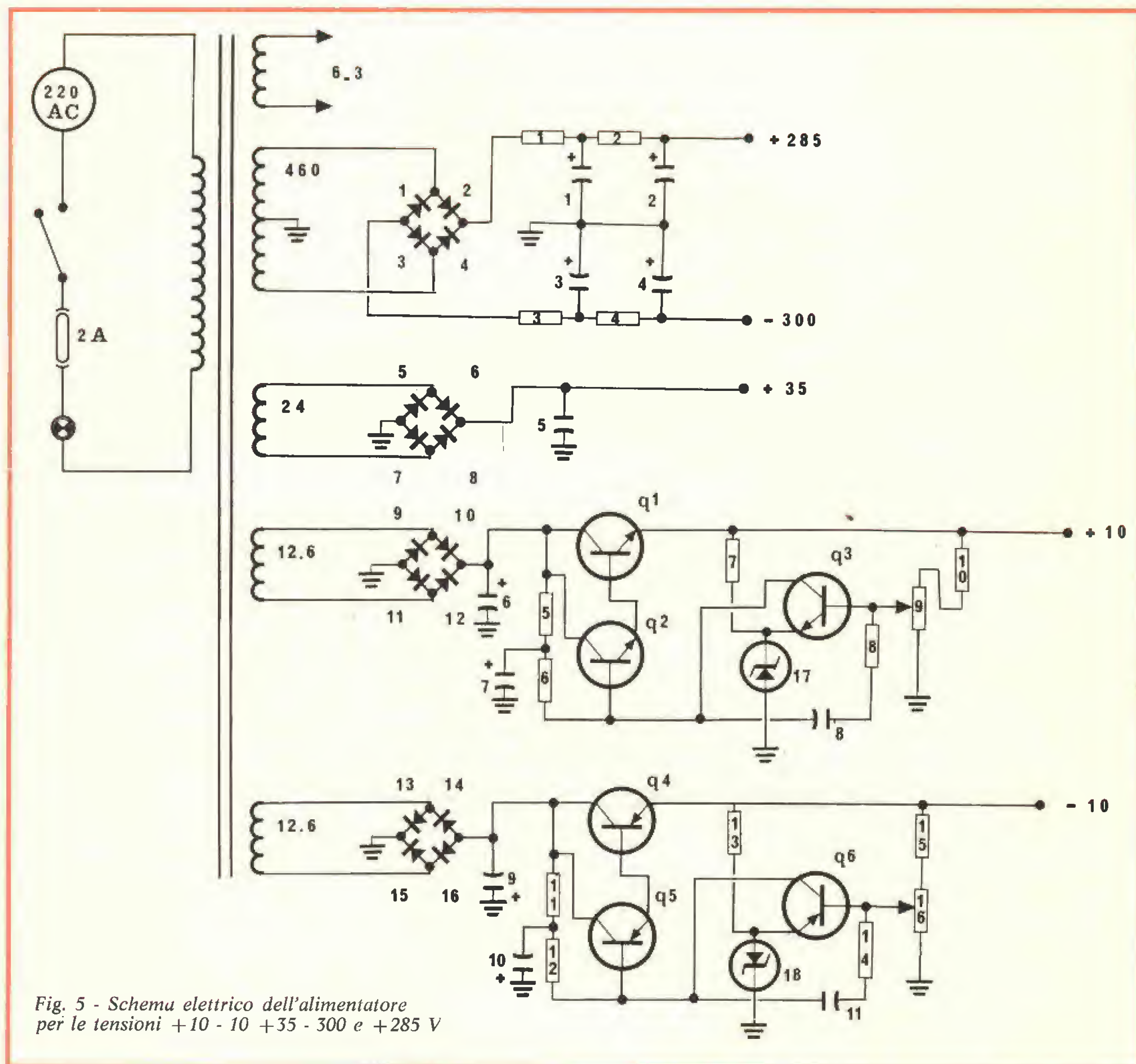


Fig. 5 - Schema elettrico dell'alimentatore per le tensioni +10 - 10 +35 - 300 e +285 V

veniente usare questa elevata frequenza poiché è possibile, impiegando condensatori di piccola capacità, un opportuno filtraggio. Al secondario del nostro trasformatore di riga troveremo un circuito duplicatore formato da due condensatori da 15 kV di isolamento ed una capacità, non critica, di 500 pF; non critica perché è ugualmente possibile usare condensatori anche 1500 pF, come nei prototipi che ho cablato, senza compromettere il perfetto funzionamento del circuito stesso.

Troveremo inoltre due diodi tipo EAT; personalmente ho provato sia quelli al silicio, modestamente piccoli e senz'altro migliori, che quelli, più diffusi, a bacchetta le cui dimensioni non dovranno spaventare il costruttore, variano infatti da una lunghezza di 40 mm a 70-80 mm ed anche 100 mm con un diametro da 3 a 6 mm.

Mentre i raddrizzatori al silicio possono essere provati con un comune tester, quelli a bacchetta no, per questa ragione non spaventatevi se misurando il diodo in questione sembrerà interrotto.

Sempre parlando di questi diodi a bacchetta potremo trovarli di diverse tensioni comunque vanno

DATI DEL TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE

Primario universale	**110 V - 160 V - 220 V - 280 V**		
Secondario per filamento	**6.3 V**	**1 A**	
Secondario AT	**460 V**	**con presa centrale**	**0.5 A**
Secondario BT	**24 V**	**1 A**	
Secondario BT	**12.6 V**	**1.5 A**	
Secondario BT	**12.6 V**	**1.5 A**	

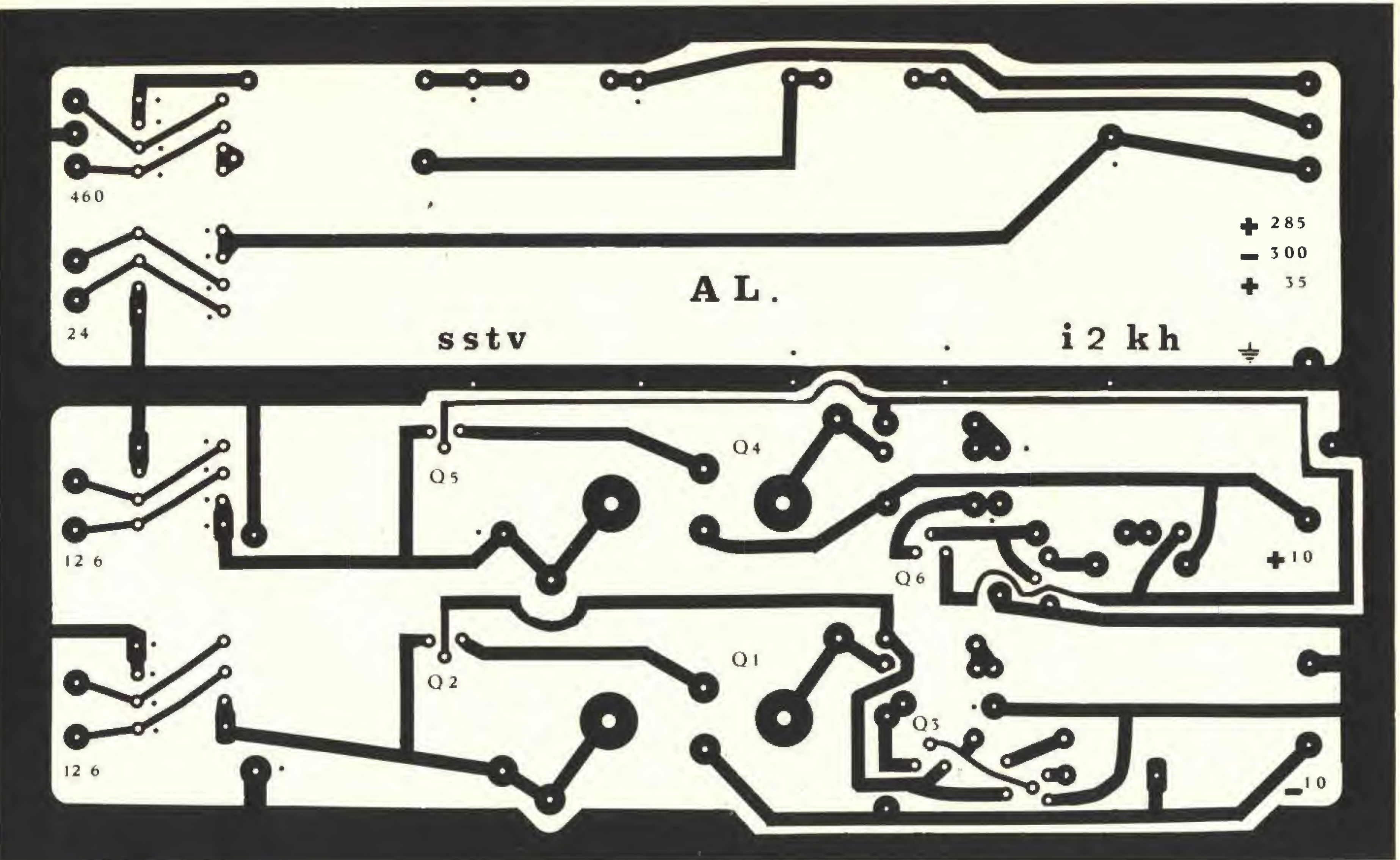


Fig. 5/A - Circuito stampato in grandezza naturale dello schema elettrico di figura 5.

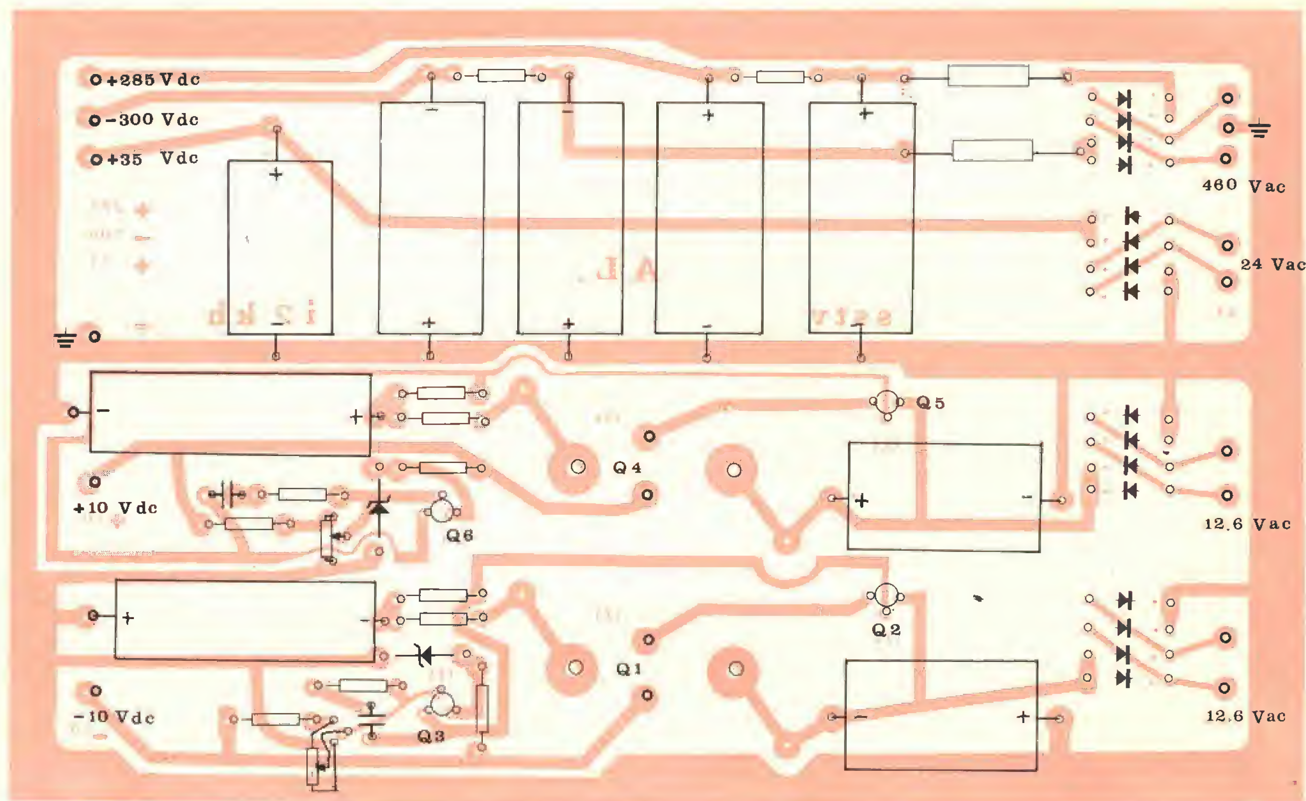


Fig. 5/B - Disposizione dei componenti sul c.s. relativi al circuito di figura 5.

ugualmente bene quelli di portata superiore ai 7 kV, personalmente ne ho trovati e provati da 18 kV (TV 18).

Il circuito stampato della sezione di alta tensione prevede sia l'uso dei diodi al silicio che quelli a bacchetta.

Lo schema della sezione di alta tensione da me usato è rappresentato in figura 4 mentre il circuito stampato è quello di figura 4/A.

Le misure di quest'ultimo sono state calcolate affinché tutto il circuito possa essere fissato, ad un lato della scatola, vicino al tubo CRT.

La tensione di 6 kV passerà attraverso ad un cavetto isolato di alta tensione fornito con il trasformatore di riga e quindi con la ventosa verrà applicata al tubo **5FP7** (CRT). Questa tensione di 6 kV potrà essere misurata da un tester con uno speciale puntale per EAT; per questa ragione elenco vari numeri di codice tratti dal catalogo G.B.C. di puntali EAT: TS/2970/00, TS/3445/00 TS/ TS/3105/00 ed infine il TS/2685/00 della ICE.

Nella misurazione, prima di inserire la tensione al circuito, occorre stare attenti che il voltaggio non superi i 7 kV affinché non si pregiudichi la vita del tubo catodico CRT; nel caso che tale tensione superi il valore richiesto si proceda a variare il numero delle spire dell'avvolgimento primario del trasformatore di riga, diminuendole se la tensione è alta ed aumentandole se è bassa (± 25 spire), occorre tenere presente che se il voltaggio misurato si aggira attorno a 2000 V massimo, ciò è dovuto

CARATTERISTICHE TECNICHE DELLA SSTV	
Frequenza della scansione orizzontale:	**16 Hz**
Scansione verticale:	**7,2 s**
Numero delle linee:	**120**
Rapporto di forma del quadro:	**1 : 1**
Andamento della scansione orizzontale:	**da sinistra a destra**
Andamento della scansione verticale:	**dall'alto verso il basso**
Frequenze della sottoportante:	
sincronismi:	**1.200 Hz**
livelli del nero:	**1.500 Hz**
livelli del bianco:	**2.300 Hz**
Larghezza di banda:	**da 1.000 a 2.500 Hz**
Transistori impiegati:	**24**
Fet:	**2**
Circuiti integrati:	**2**
Diodi:	**30**
Diodi Zener:	**3**
Tensioni richieste:	
Alimentazione BT:	**+ 10 V e — 10 V**
Alimentazione per l'EAT a fuoco:	**+ 35 V**
Alimentazione AT:	**+ 285 V e — 300 V**
Persistenza della traccia del tubo catodico:	
	minimo 5 secondi massimo 11 o 12 secondi

TABELLA I

TIPO ORIGINALE	EQUIVALENTI
DIODI	
1N3756	1N4006 - 1N4005 - 1N4004 - BY127
1N4817	1N4006 - 1N4005 - 1N4004 - BY127
1N5237	Zener 4,7 V 1 W
CR1-2	Diodi AT per televisione, con tensione superiore a 7 KV - LTV 10 - TV 18
TRANSISTORI	
2N3906	BC303 - BC177
2N3732	2N3730 - 2N3731 - TIP34A - ASZ18
MJ480	2N3055
2N2218	2N1711 - BC141 - BC301 - BC147 - BC108
2N3417	2N2218 - 2N1711 - BC141 - BC301 - BC147 - BC108
2N3055	2N4347

al senso dell'avvolgimento e quindi occorre riavvolgere i primari erroneamente fatti.

Il circuito stampato dell'alimentatore per le tensioni: + 10, — 10, + 35, — 300 e + 285 è rappresentato nella figura 5/a e prevede anche la modifica precedentemente descritta.

Nella tabella I citiamo le varie possibili sostituzioni dei semiconduttori.

Queste sostituzioni sono state scritte in ordine di preferenza. Riguardo ai componenti da impiegare dico solo che ci vuole una particolare pignoleria sulla scelta degli stessi.

Con ciò penso di aver esaurito tutti gli argomenti di questa prima parte dell'ormai nostro Monitor per la SSTV, sarò comunque a Vostra disposizione tramite la rivista per qualsiasi dubbio.

COSTRUITEVI UN RICEVITORE PER I 144 MHz

a cura di I2JJK

Le recenti deliberazioni del Ministero PTT aprono nuovi orizzonti per il radiantismo. Anzitutto si è fatto un primo passo molto importante. Si è introdotto l'esame di «noviziato» per le sole bande di frequenza superiore ai 144 MHz, con un massimo di 10 W di potenza di uscita, e con la possibilità di «dislocare liberamente sul territorio nazionale» l'apparato ricetrasmittente; unica contropartita: l'obbligo di superare un solo esame teorico di radiotecnica e neppure molto complesso.

Il superamento del più difficile esame di telegrafia potrà venire così rinviato ad un secondo tempo quando il neo «OM», fatta pratica, vorrà passare al formidabile campo di lavoro in «DX» costituito dalle cinque bande, dei 3,5 - 7 - 14 - 21 e 28 MHz.

Speriamo solo che il permesso a trasmettere con «libera dislocazione» nel territorio nazionale venga esteso anche a queste bande HF.

Si tratta di un passo importante che potrà aprire la strada all'ultima disposizione che ci equiparerà completamente agli «OM» esteri. Intendiamo infatti accennare alla «reciprocità», cioè al permesso di trasferire liberamente la stazione, non solo nel territorio nazionale, ma anche all'estero, specie durante le vacanze.

Fino a tanto che gli «OM» esteri non potranno venire in Italia liberamente con le loro stazioni è chiaro che altrettanto non potremo pretendere noi.

Così è successo per i turisti italiani in Jugoslavia che si sono visti negare, circa due anni fa, la possibilità di operare come «OM» perché non esisteva la possibilità di fare altrettanto da noi in Italia.

Mancava cioè la «reciprocità» che il MEC dovrebbe imporre con una unificazione dei regolamenti radiantistici, cioè con l'allineamento del nostro Paese di quanto stabilito a Ginevra.

In questo regolamento rientra anche un'altra possibilità, quella del «marittimo mobile» o «maritime mobile» (da pronunciare: maritaim mobail, in lingua inglese) che per ora è possibile solo come «libero trasferimento» entro le 12 miglia di acque territoriali che «de Jure» fanno parte del territorio nazionale.

E' bene sottolineare che non si tratta di sogni dei radioamatori, ma di realtà ben concrete stabilite dalle convenzioni di Ginevra sulle Telecomunicazioni e finora applicate in modo decisamente restrittivo dallo Stato Italiano.

Speriamo comunque che presto si arrivi alla normalizzazione integrale. Già che ci siamo facciamo ora da queste pagine un poco di giustizia sul termine «Radioamatore» che troppo viene distorto e abusato in campo giornalistico a proposito delle ultime misure restrittive (perquisizioni e confische di apparati) sui C.B.

I C.B. vengono definiti in lungo ed in largo dei «Radioamatori clandestini» ecc. Ebbene, occorre fare attenzione!

Il termine «Radioamatore» secondo le Convenzioni di Ginevra,

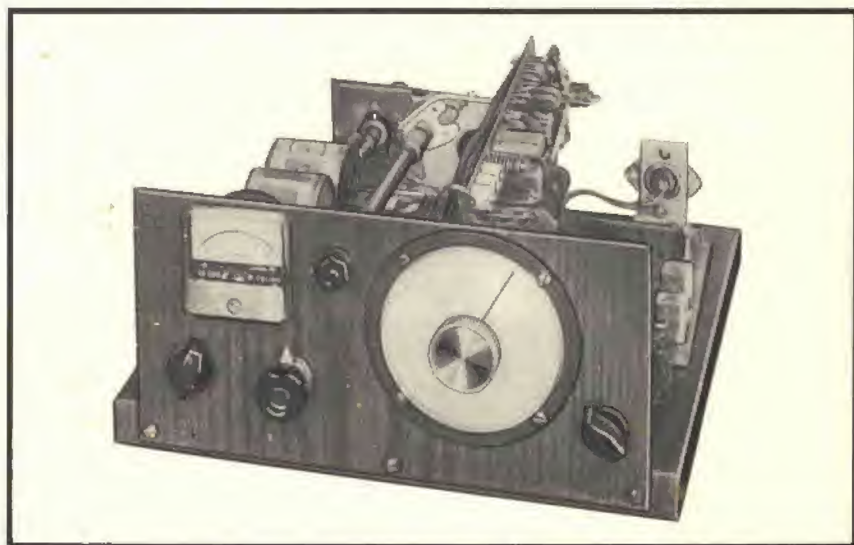


Fig. 1 - Ecco come si può assemblare in modo funzionale il ricevitore per i 144 ÷ ÷ 146 MHz. E' in pratica un banco di prova realizzato in modo da avere tutti i terminali in vista ed a portata del puntale dello strumento di misura.

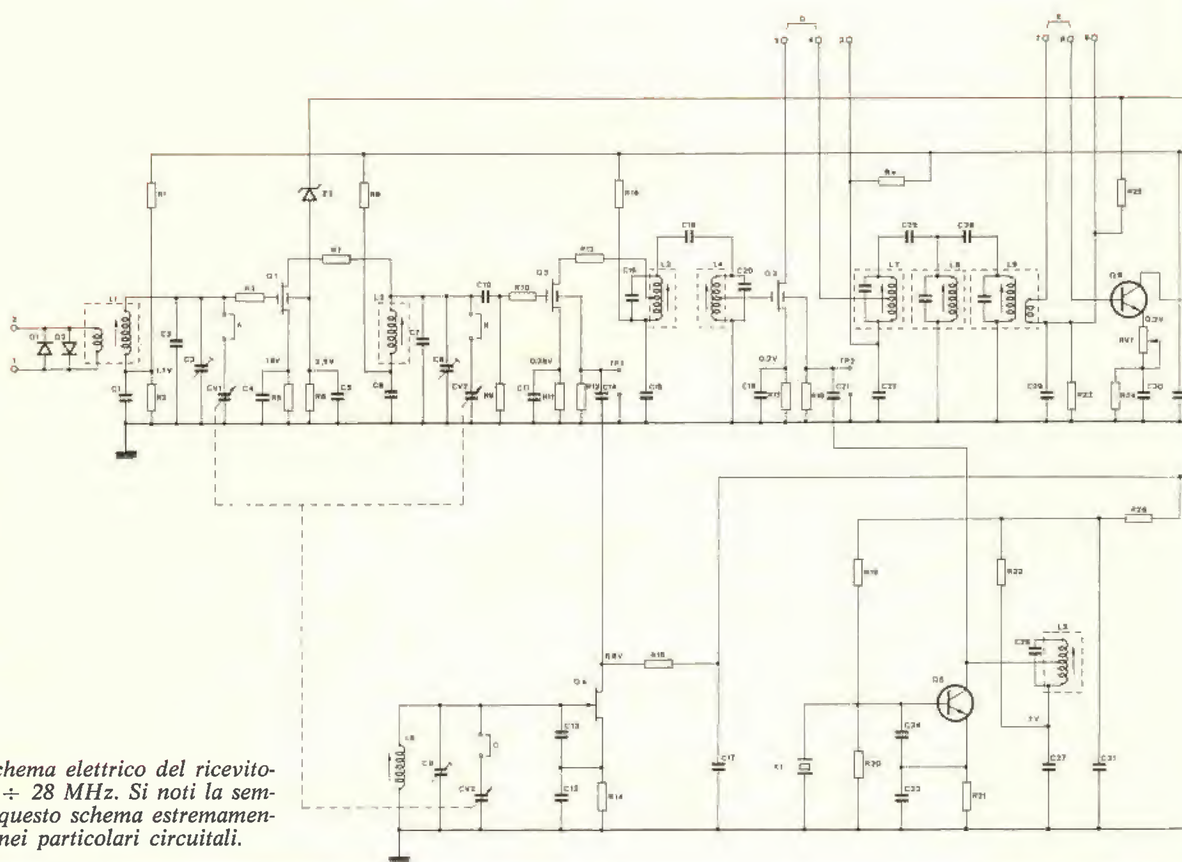


Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore per 26 ÷ 28 MHz. Si noti la semplicità di questo schema estremamente curato nei particolari circuitali.

è applicabile solo a chi operi per «studio ed esperienza» sulle bande stabilite dalle Convenzioni Internazionali e con il rilascio di una Patente ed una Licenza di esercizio a seguito di esame presso gli Uffici delle Autorità Governative Nazionali.

I nostri C.B. quindi possono venire definiti al massimo degli «Abusivi» o con termine più caritatevole, degli «Hobbysti», cioè persone che trasmettono per «hobby».

Nè si capisce l'accanimento a restare su questa sola banda a chiacchierare semplicemente, a distanze modestissime, quando ora con un semplice esame di Radiotecnica (e con un minimo impegno di studio naturalmente) si può cominciare a fare gli «OM» sul serio con tanto di Licenza e Patente anche se limitate all'esercizio delle bande dai 144 MHz in su.

Tanto più che si prevede che i 27 MHz siano affidati a servizi di pubblica utilità per Associazioni ed Enti Morali con tanto di preventiva autorizzazione ministeriale.

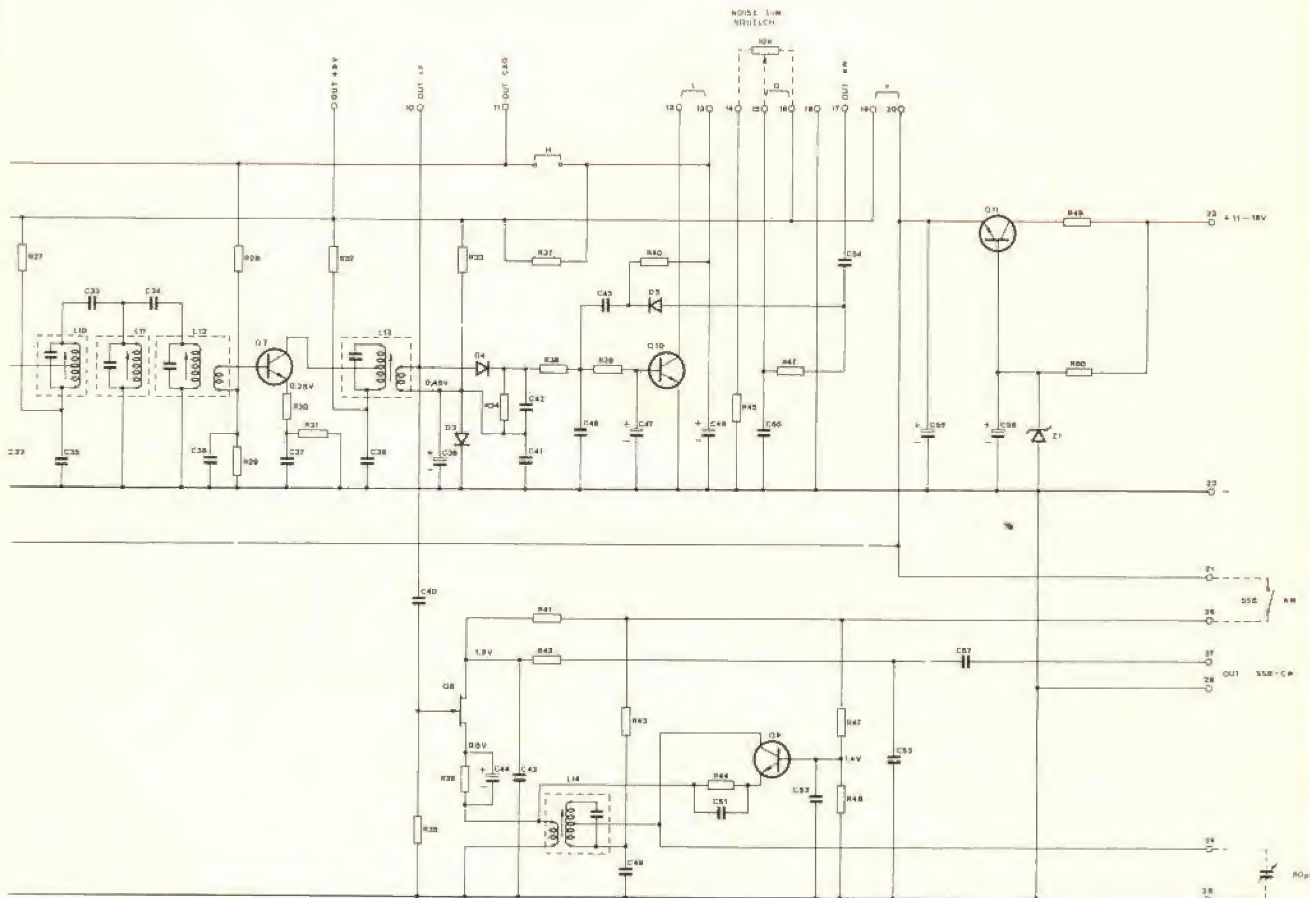
Ciò premesso descriviamo qui di seguito un ricevitore per i 144 ricavato per «assemblaggio» di telaietti premontati e precisamente:

- un convertitore per i 144-146 MHz con uscita in banda 28-30 MHz.
- un ricevitore a doppia conversione per la banda 28-30 MHz con possibilità di rivelazione di segnali in AM, CW, SSB (vale a dire rispettivamente a modulazione di ampiezza, in telegrafia ed in banda laterale unica).
- un demodulatore FM, a circuito integrato di tipo «coerente» per la ricezione a modulazione di frequenza.
- un amplificatore di bassa frequenza tipo TBA 800 da circa 1,5 W di uscita ottenuto con un circuito integrato della ATES.
- un'alimentazione con batterie al nichel cadmio ottenuto con due elementi 5 VB 25 della Voltabloc (Rapp. Tudor) da 250 mA ora di capacità e 12,5 V di lavoro.

Con ciò i «novizi» sono messi nelle condizioni di riflettere e scegliere in seguito se il caso, una via autonoma per farsi l'apparato.

Cominciamo dal ricevitore anche perché il modo migliore di fare pratica è di ascoltare prima la gamma e seguire i «QSO», le comunicazioni cioè fra radioamatori.

Insistiamo nel dire che per divenire buoni radioamatori occorre un minimo di modestia, di umiltà e nello stesso tempo l'orgoglio di imparare attraverso le proprie esperienze in modo da portarsi rapidamente al passo con gli altri e non fare brutte figure. Può sembrare un programma difficile ed ambizioso ma nella pratica non lo è perché gli «OM» si prodigano con i novizi e si dedicano con passione a spiegare



ed a chiarire i punti meno facili, (di uno schema, di un'antenna, di un QSO ecc.).

Se volete aiuto quindi, specie nella messa a punto finale, telefonate o scrivete alla Segreteria della ARI (Via Scarlatti 31, Milano, telefono 02-203192) e fatevi dare l'indirizzo della Sezione territoriale di competenza e di qualche OM che abiti vicino a voi.

Per intanto potete prendere in considerazione questa realizzazione che abbiamo voluto di proposito realizzare alla buona in modo sperimentale per mostrare proprio come si comincia.

IL RICEVITORE AR 10

E' un ricevitore «base» di buone caratteristiche e costo modesto.

Cominciare ad utilizzarlo studiandone lo schema elettrico ed il montaggio non significa rinunciare all'autocostruzione, ma anzi prepararsi coscientemente a fare in seguito qualche cosa per conto proprio e con buoni risultati «a ragione veduta».

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di ricezione:
28 ÷ 30 MHz oppure
26 ÷ 28 MHz a piacere

Funzionamento: a doppia conversione con una prima media frequenza a 3842 kHz ed una seconda a 455 kHz.

Sensibilità: 1 μV per 10 dB di Rapporto Segnale-Disturbo.

Selettività: 4,5 kHz a −6 dB e 12 kHz a −40 dB.

Uscita di bassa frequenza: 5 mV per 10 μV di ingresso modulato al 30% a 1000 Hz.

Distorsione: inferiore al 5% per 10 μV di segnale di ingresso modulato al 30% a 1.000 Hz.

Impedenza di ingresso (autoprotetta con circuito antishock): 50 Ω

Attenuazione immagini e spurie: 60 dB.

Alimentazione: 11-15 Vcc con 15-22 mA di consumo.

Comando di sintonia: demoltiplicato su 340° per i 2 MHz di banda. Il perno del condensatore variabile può ruotare però per 540°, cioè con un giro e mezzo, ma fuori dei 340° utili riceve solo fuori banda dei 2 MHz utili. E' quindi conveniente prevedere un blocco meccanico di fine corsa.

Comandi opzionali esterni:

a) Controllo manuale di sensibilità;

b) Commutazione per AM, FM e SSB-CW;

c) Inserzione con un doppio deviatore di un filtro meccanico o piezoelettrico per 455 kHz;

d) Regolazione della nota di battimento in CW e della ricezione in SSB mediante un condensatore variabile da 50 pF.

e) Comando di «Squelch» (silenziamento) e «Noise Limiter» (limitatore dei disturbi);
f) Comando di volume.

Indicatore di sintonia: Uno strumento da 1 mA fondo scala può venire inserito in modo da fornire le indicazioni di un «S Meter» (Indicatore di «Strenght» cioè di intensità di campo).

N.B. - I comandi e le «facilities» qui descritti potranno venire decisi in sede di «assemblaggio» sulla base degli schemi delle figg. 2, 7 e 8 come discusso più avanti nel testo.

IL CONVERTITORE AC 2

Sono disponibili due modelli: uno per un'uscita a 28-30 ed uno per i 26 - 28 MHz.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di ingresso:
144 ÷ 146 MHz
Gamma di uscita:
28 ÷ 30 MHz (AC 2A)
26 ÷ 28 MHz (AC 2B)
Impedenza d'ingresso e d'uscita: 50 Ω (con protezione antishock in ingresso)
Guadagno: 22 dB ± 2 dB
Figura di rumore: 1,8 dB
Attenuazione d'immagine: maggiore di 70 dB
Alimentazione: 12 ÷ 15 Vcc e 15 ÷ 20 mA.

N.B. - Tramite un potenziometro semifisso RV1 (unico comando di cui sia dotato il convertitore) è possibile regolare l'iniezione del segnale di conversione per il suo valore ottimo.

IL DEMODULATORE FM

Questo circuito utilizza un nuovo metodo di rivelazione FM di cui discuteremo in dettaglio illustrando lo schema di fig. 9. Ecco le caratteristiche base ottenute con il circuito integrato TAA 661A della S.G.S.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità minima di ingresso per la rivelazione FM di tipo «coerente»: circa 5,0 mV radiofrequenza a 455 kHz.
Segnale di bassa frequenza in uscita: circa 50 mV.
Alimentazione: 11 ÷ 15 V e 15 mA di consumo in c.c.

L'AMPLIFICATORE FINALE DI BASSA FREQUENZA

Il circuito integrato TBA 800 si presta particolarmente per il circuito di bassa frequenza di un ricevitore. In fig. 10 e 11 riportiamo rispettivamente il circuito elettrico e lo schema del circuito stampato.

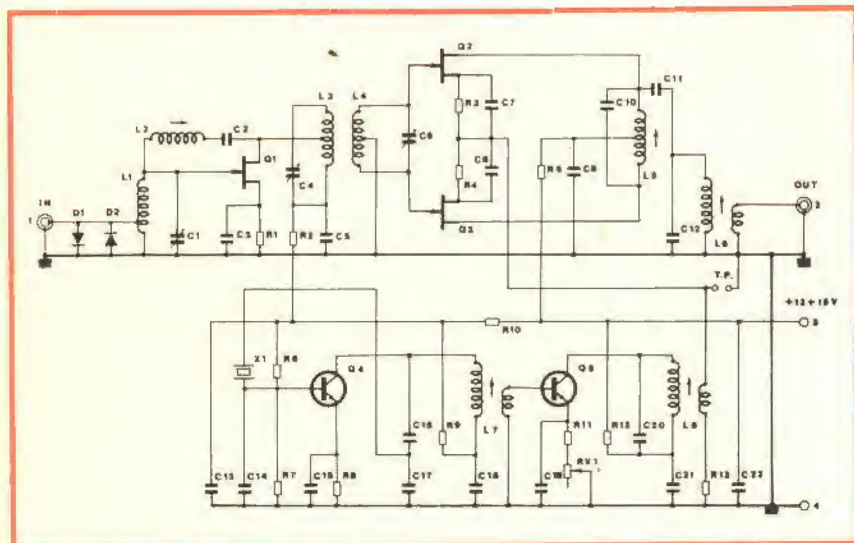


Fig. 3 - Schema elettrico del convertitore da 144 ÷ 146 a 26 ÷ 28 MHz. Lo stadio convertitore opera in controfase e ciò comporta una efficace difesa contro la intermodulazione.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: da 5 a 30 V; tipica 12,5 V.
Corrente a riposo a 12,5 V: circa 8,5 mA.
Potenza di uscita a 12,5 V: circa 2,5 W.
Distorsione totale massima: circa 5%.
Impedenza di uscita: circa 10 Ω
Sensibilità di ingresso (Rf: circa 150 Ω): 15 mV per 2,5 W di uscita.
Risposta di frequenza (a −3 dB): 100 ÷ 6.000 Hz con Rf (resistenza di controreazione) di circa 150 Ω.
Impedenza di ingresso: a vuoto 1 MΩ, con regolazione di sensibilità a 100 kΩ.

N.B. - Si è ritoccata Rf in modo da aumentare la sensibilità (15 mV) con una banda di lavoro più che sufficiente agli scopi cui è destinato il nostro ricevitore.

COMANDI DEL RICEVITORE A MOS-FET AR 10

Comando di sintonia: agisce su un condensatore variabile a tre sezioni notevolmente demoltiplicato come asse e come comando diretto (a ingranaggi) di modo che a 180° di rotazione delle lamine corrispondono in pratica 360° + 180° = 540°. Di questi solo 340° vengono utilizzati, come già si è detto per la sintonia sui due Megahertz di banda. Si è utilizzata nella nostra realizzazione una scala circolare che è stata in seguito pazientemente tarata di 50 in 50 kHz. Una manopola centrale permette così un facile e pratico comando di sintonia con lettura espansa su di uno sviluppo di circa 35 cm di scala, una demoltiplicazione abbastanza spinta ed agevolata anche da una manopola centrale di un certo diametro.
Volendo si può utilizzare una manopola centrale di dimensioni ancora superiori come diametro e con comando «a manovella» in modo da sveltire la rotazione per notevoli spostamenti di sintonia.

Comando di volume: è realizzato con un potenziometro da 50 kΩ con interruttore. In pratica la

sensibilità del TBA 800 è risultata eccessiva e si è lasciato inserito in posizione semifissa in serie all'ingresso di bassa frequenza un potenziometro da 100 kΩ. L'interruttore del potenziometro comanda l'alimentazione a 12,5 V della batteria al Ni-Cd.
Si è preferito (vedi fig. 3-4) un potenziometro di modello normale anziché miniaturizzato perchè da più affidamento dal punto di vista della durata eliminando così antipatici scricchiolii in ricezione.

Comando di «Squelch» - «Noise Limiter»: con riferimento alla fig. 8 si è collegato come indicato in figura tra le punte 14, 15 e 16 un potenziometro da 10 kΩ di dimensioni normali (vedi fig. 3-4) per gli stessi motivi spiegati al punto precedente. Allo scopo si è tolto il ponticello di cortocircuito tra le punte 15 e 16.

Comando di commutazione per la scelta del tipo di rivelazione: si è impiegato un commutatore a 3 posizioni.
Oltre alle commutazioni indicate in fig. 8 che permettono di scegliere tra la rivelazione di ampiezza (AM) e di telegrafia e banda laterale unica (CW - SSB) il telaietto per la demodulazione FM di tipo «coerente» della S.T.E. ci permetteva anche questo tipo di rivelazione. Con ciò diveniva necessario commutare non solo il prelievo del segnale e la alimentazione ma pure connettere, nel caso della CW SSB, un condensatore da 100 μF 12 V ai capi del circuito del CAV per evitare l'effetto di «pompaggio» tipico della modulazione in SSB. Ciò è stato fatto utilizzando la terza sezione del commutatore.

Comando di BFO: Occorre comandare la capacità di un condensatore variabile da 50 pF ai capi delle punte 24 e 25 del circuito stampato. Naturalmente era necessario introdurre il minimo di capacità parassite. Così si è prolungato con un tubetto di cartone bakelizzato il perno del condensatore variabile fino a permettere il comando direttamente dal fronte del pannello.

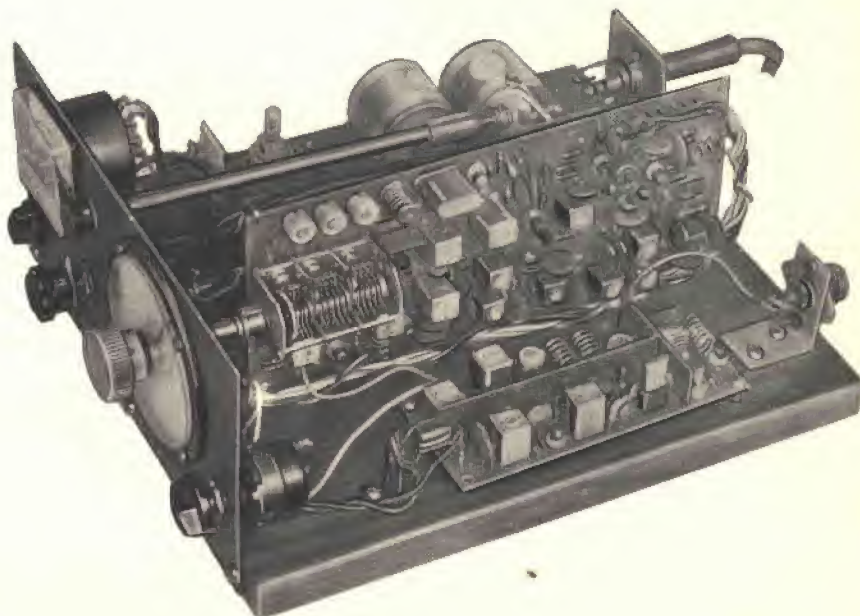


Fig. 4 - Vista laterale «dell'assemblaggio» realizzato da I2JJK. Il convertitore è stato montato di lato mentre il ricevitore è stato montato verticalmente. In tal modo si migliora la rigidità del pannello frontale su cui restano montati i comandi e l'«S Meter».

Comando manuale di sensibilità: la fig. 7c mostra due distinte possibilità di effettuare il comando manuale di sensibilità.
Esso è particolarmente comodo per la ricezione in SSB o banda laterale unica. Viene infatti così dosato il segnale di ingresso al «rivelatore a prodotto».
Vale la pena di riferire che un altro mezzo efficace per effettuare questa regolazione può consistere nell'introdurre un attenuatore a scatti di 50 Ω di impedenza caratteristica tra convertitore e ricevitore. E' semplice a realizzare con gradini di 6 in 6 dB ad esempio, a mezzo di resistenze antiinduttive.

Concludiamo indicando, secondo lo schema di fig. 8, quali sono le operazioni necessarie per l'inserzione del «S Meter». E' sufficiente rimuovere il ponticello tra le punte di attacco 12 e 13 del circuito stampato e collegare come indicato in figura 7a uno strumento da tarare se il caso con un potenziometro semifisso da 1 kΩ disposto ai capi.

La fig. 7a indica come è possibile, se il caso, utilizzare lo stesso strumento per la regolazione della sintonia finale del trasmettitore tramite una spira di accoppiamento al «Tank» finale, un diodo rivelatore ed un condensatore di filtro.

Questa prestazione è particolarmente indicata nel caso si realizzi non un semplice ricevitore ma un «Transceiver» o ricetrasmettitore.

In questo caso la stessa commutazione di funzionamento generalmente ottenuta tramite un relè può provocare la diversa utilizzazione quì prevista per lo strumento di misura.

Vedremo questa possibilità di lavoro in un prossimo articolo.

LO SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE

Questo ricevitore è del tipo a supereterodina a doppia conversione. Ci siamo già soffermati in un altro articolo sui vantaggi di una doppia e tripla conversione. In questo caso si utilizza un oscillatore quarzato con uscita a 4.297 kHz.

Per realizzare la seconda conversione. Il segnale, proveniente dalla prima media frequenza a 3.842 kHz, batte con il cristallo e da luogo ai 455 kHz della seconda media frequenza.

Possiamo dire sinteticamente che:

I 455 kHz di seconda media frequenza assicurano una buona selettività (che sarebbe impossibile a 3.842 kHz a meno di non usare uno

speciale filtro a quarzo) di −6 dB a 4,5 kHz. Questa selettività è l'ideale per una ricezione di canale fonico per radioamatore in cui possono bastare i 300 ÷ 3500 Hz di banda acustica riprodotta.

I 3.842 kHz di prima media frequenza non permettono certo la selettività dei 455 kHz (anche se sono molto curati d'altra parte come circuiti di filtro) ma permettono però una energica difesa dalle immagini che si presentano così a circa 8 MHz di distanza dalla frequenza di base del ricevitore nella banda da 28 a 30 o da 26 a 28 MHz.

Non solo, ma la prima media frequenza contribuisce ad eliminare, anche in presenza di forti segnali, l'immagine di 900 kHz dovuta alla seconda media frequenza.

Non per nulla infatti il circuito di ingresso dei 26 ÷ 28 o 28 ÷ 30 MHz è dotato di uno stadio di preamplificazione con filtri di ingresso ed uscita ad alto guadagno e selettività tenuti in passo da un condensatore variabile specialmente studiato.

Ed è qui che si rivela la praticità di impiego dei «Mosfet» che si comportano praticamente come dei pentodi a radiofrequenza con circuito di ingresso ed uscita ad alta impedenza tale cioè da nón caricare i circuiti di sintonia relativi.

Tutto ciò permette un'attenuazione di immagine superiore, od al massimo eguale, ai 60 dB.

Certo la tripla conversione non è immune da pericoli. Ogni frequenza di battimento comporta delle armoniche e queste possono battere fra loro, dando luogo ad una notevole serie di segnali spuri.

I circuiti di mescolazione vanno quindi energicamente disaccoppiati fra loro in modo da evitare questi pericoli. Il circuito stampato della S.T.E. è stato quindi studiato in modo da evitare ogni spuria indebita ed hanno giocato un ruolo determinante sia la disposizione dei componenti che gli schermi degli avvolgimenti, come pure anche la bassa impedenza di lavoro dei circuiti stessi, dopo il tratto realizzato con i Mosfet.

Naturalmente anche il tracciato delle connessioni del circuito stampato e la disposizione dei componenti sulla piastra ha la sua importanza; essi sono stati lungamente studiati per ottenere i migliori risultati.

Esaminiamo ora in dettaglio lo schema. L'ingresso è difeso da due diodi D1 e D2 tipo 1N914 che impediscono «clippandolo» ogni transiente pericoloso che pervenga allo ingresso sotto forma di transitorio o scarica statica.

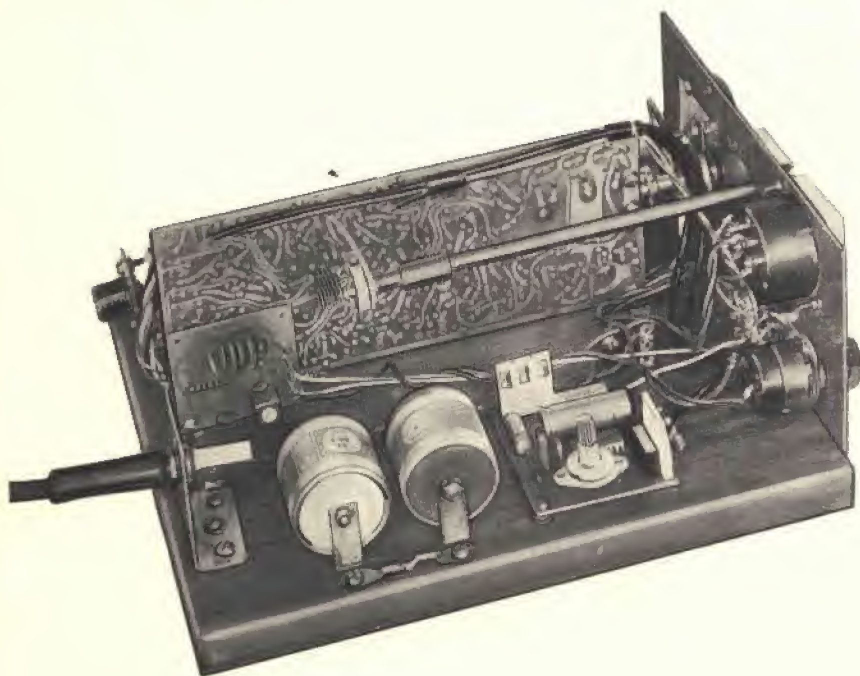


Fig. 5 - Vista laterale che indica la disposizione dell'amplificatore di bassa frequenza TBA 800 della ATES, del demodulatore «coerente» per FM e dell'alimentazione realizzata con due batterie da 250 mA ora.

Il primario del primo circuito di sintonia, debitamente schermato, alimenta un secondario con rapporto di trasformazione in salita (data la alta impedenza di ingresso del Mosfet Q1 tipo MEM 564C).

Il lato freddo di L1 è bipassato a massa con un condensatore (C1 da 0,01 μF) disposto ai capi di un resistore che fa parte di un partitore di polarizzazione (Resistori R_1 e R_2 rispettivamente da 15 e 3,3 kΩ), che alimenta la prima «porta» di Q1.

La seconda porta opera per il controllo automatico di sensibilità (CAS) del primo stadio amplificatore di radiofrequenza a 26 ÷ 30 MHz.

Il controllo è ritardato dallo Zener Z2 (tipo BZX55 C5V6) che entra in funzione in modo determinante solo quando la tensione di CAV supera il punto di lavoro dello Zener. Naturalmente ciò avviene solo per segnali molto forti quando il CAV non riesce più a intervenire sugli stadi seguenti (Q6 e Q7).

Questo trucchetto ovviamente limita i sovraccarichi e la intermodulazione dei vari stadi.

Proseguiamo; il «Source» di Q_1 è polarizzato con un gruppo RC (R5 da 470 Ω e C4 da 0,01 μF).

Il «Drain» di Q1 invece tramite un resistore da 150 Ω è collegato direttamente alla bobinetta schermata L2. L'alimentazione del «Drain» viene realizzata attraverso L1, dal lato «freddo» ma con un circuito RC di disaccoppiamento (R8, C8 di 220 Ω e 0,01 μF).

L'accordo di L1 è realizzato per la banda 26 ÷ 28 o 28 ÷ 30 MHz con un condensatore fisso un compensatore di taratura e con una sezione del condensatore variabile di sintonia.

Tramite il condensatore C10 il segnale viene quindi passato tramite un resistore (R10 da 150 Ω) alla prima porta del secondo Mosfet Q2 (MEM 564C) che opera come convertitore. Il «Source» al solito è autopolarizzato da un gruppo RC (R11 da 390 Ω e C11 da 0,05 μF). Il «Drain» alimenta tramite un resistore da 15 Ω (R13), in presa, la bobina L3 della prima parte del filtro di banda, accoppiata al critico, accordato su 3842 kHz come abbiamo già visto.

Sulla seconda porta di Q2 perviene invece il segnale di conversione generato da un oscillatore locale che, comandato dal variabile di sintonia, utilizza un circuito «Clapp» ad alta stabilità. Si è impiegato un transistore di buone caratteristiche (Q4, 2N5248). La bobinetta, non schermata, L6 provvede al necessario circuito di sintonia portato in passo di taratura dal compensatore C9.

E' della massima importanza che questo oscillatore risulti stabile; vada cioè rapidamente «in passo» e mantenga la sua frequenza con scarti di pochi hertz a breve e discreto termine.

La banda di lavoro è infatti rigorosamente determinata dalla media frequenza di 455 kHz (± 4,5 kHz a —6 dB) e si deve tenere presente che questo ricevitore è stato studiato in modo che possa far parte integrante «anche» di un ricetrasmettitore con periodi quindi di funzionamento al 50%; (grosso modo operando per metà tempo cioè in trasmissione e per altrettanto in ricezione). Se si vuole «passare in ricezione» senza ritocchi di sintonia si deve ovviamente disporre di un oscillatore veramente stabile.

Non ci siamo spinti fino ad impiegare un misuratore di frequenza digitale ma possiamo garantire dei risultati soddisfacenti.

Il segnale di conversione viene iniettato sulla seconda «porta» di Q2 con un circuito di accoppiamento costituito dal condensatore fisso C14 (39 pF) e dal resistore R12 da 100 kΩ.

Il filtro di banda sui 3.842 kHz che segue Q2 è del tipo a fianchi molto ripidi. E' realizzato infatti con due circuiti di sintonia ad alto Q, accordati tramite nucleo in ferrite, schermati l'uno dall'altro ed accoppiati al valore critico (cioè con una lieve «sella» sul punto di sintonia) tramite un condensatore di debolissimo valore (C18 da 1 pF).

Nonostante che in ingresso ed uscita al filtro si operi con dei Mosfet ad alta impedenza di lavoro, il «Drain» di Q2 e la porta di Q3 sono collegati in presa sulle bobine L3 ed L4. Uno scarto di 900 kHz corrispondente alla immagine della ultima media frequenza viene così drasticamente attenuata.

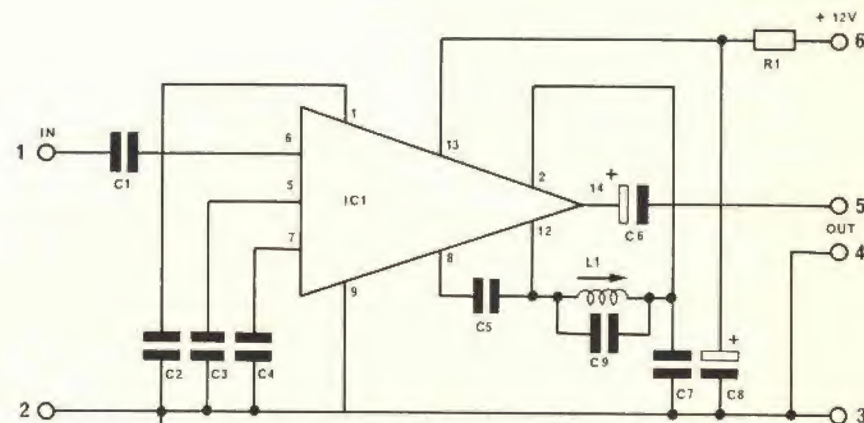


Fig. 6 - Schema elettrico del demodulatore «coerente» per FM utilizzante il circuito integrato della S.G.S. TAA 661 A.

Accenniamo ora ad un particolare che può incuriosire i lettori. In serie alle porte di Q1 e Q2 nonché in uscita dei rispettivi «Drain» si sono disposte delle resistenze di basso valore.

Dette resistenze, date le alte impedenze in gioco, se non attenuano il segnale, eliminano ogni pericolo di indebite oscillazioni spurie a frequenze anche dell'ordine delle centinaia di megahertz dovute prevalentemente alla induttanza dei tratti saldati del circuito stampato.

Il terzo Mosfet (Q3) identico come tipo ai precedenti (da notare che si tratta di componenti autoprotetti con piccoli Zener inseriti là ove anche delle semplici sovratensioni statiche potrebbero danneggiarli irreparabilmente) riceve dunque nella prima porta il segnale della prima media frequenza a 3.842 kHz, il «Source» è al solito autopolarizzato con R17 da 390 Ω e C19 da 0,05 μF. La prima porta è chiusa a massa direttamente dalla continuità elettrica del secondo avvolgimento del filtro passa banda a 3.842 kHz mentre, per la seconda porta, il ritorno a massa è realizzato con il resistore (R18 da 100 kΩ) al cui polo «caldo» è collegato un condensatore di accoppiamento (C21 da 6,8 pF) che porta la frequenza di conversione generata dal quarzo X1.

Anche questo componente contribuisce indubbiamente alla stabilità della ricezione, ma le caratteristiche costruttive dei moderni quarzi rassicurano su questo punto. Oggi il quarzo piezoelettrico non viene più stretto come una volta fra due elettrodi metallici speculari che avevano tra l'altro il compito di dissipare l'eventuale calore generato.

Le due facce del cristallo infatti vengono argentate e ad esse viene collegata una spiralina metallica per lato che opera da sostegno elastico e da collegamento elettrico. Il tutto viene poi racchiuso in un contenitore metallico schermante, di tipo normalizzato, ripieno di gas inerte. Il quarzo viene così sottratto in maniera ben superiore rispetto al passato alle influenze esterne e risulta quindi molto più stabile.

Tornando al circuito oscillante reso operante dal transistore Q5 tipo 2N2369 faremo semplicemente notare che esso è similare a quello dell'oscillatore libero già esaminato. Il quarzo in poche parole si comporta come un circuito risonante di elevatissimo Q o fattore di merito.

Il circuito di collettore di Q5 è ad alta impedenza e viene quindi collegato in presa sul relativo circuito risonante parallelo costituito dalla bobinetta schermata L5 (accordata con il nucleo in ferrite) e dal condensatore C26 da 27 pF. La alimentazione viene accuratamente disaccoppiata tramite un primo circuito RC (R28 da 68 kΩ e C31 da 0,05 μF) ed in seguito dal circuito costituito da R22 da 3,3 kΩ e C27 da 0,05 μF. Il motivo di queste precauzioni è evidente: la separazione fra loro dei circuiti generatori di frequenza in modo da impedire battimenti indesiderati fra fondamentali ed armoniche di ogni frequenza. Ciò anche se l'alimentazione

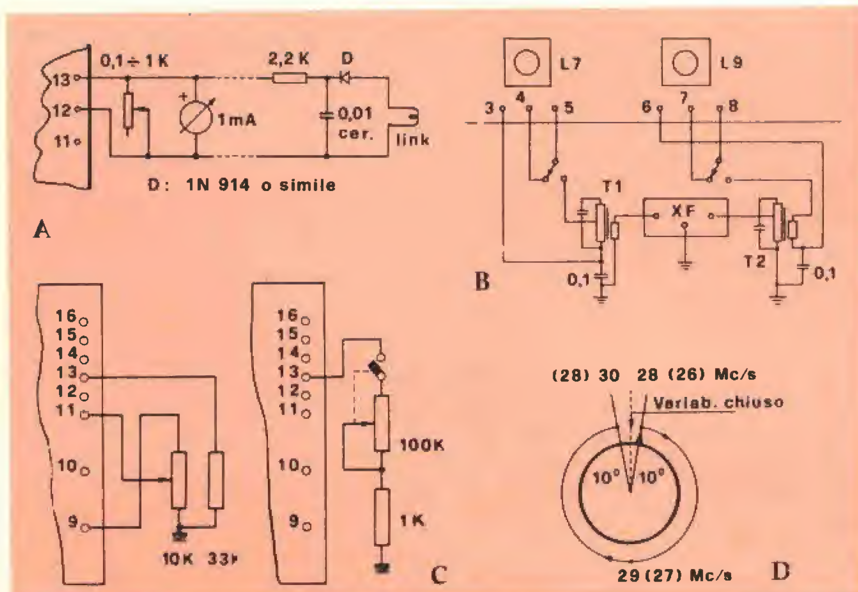


Fig. 7 - Schema elettrico dell'inserzione dello «S Meter» (a), del filtro di media frequenza (b), del controllo manuale di sensibilità (c), e disegno pratico (d) della rotazione utile del condensatore variabile.

che come vedremo è stabilizzata, è di per sè a bassa impedenza e filtrata da un elettrolitico da 22 µF (C55) che però offre un «tangeldelta» troppo elevato per la Radiofrequenza, cioè non offre possibilità di una efficace chiusura a massa.

Il partitore costituito da R19 ed R20, rispettivamente 100 kΩ e 22 kΩ fornisce la polarizzazione di base al transistore Q5 assieme al resistore di reazione R21 da 1,5 kΩ.

Facciamo notare che entrambi i punti di iniezione del segnale di conversione della frequenza di sintonia e di quella quarzata fanno capo a due punti di taratura, cioè alle pagliette, rispettivamente TP1 e TP2 che sono disposte come indicato in fig. 8 accanto ad una paglietta di massa per facilitare il prelievo del segnale di controllo da verificare con la sonda a radiofrequenza di un voltmetro a valvola.

Il «Drain» del Mosfet Q3 viene collegato all'ingresso del primo filtro di media a 455 kHz. Come abbiamo visto questi due filtri hanno il compito di introdurre una selettività spiccata con −6 dB di attenuazione per uno scostamento di ±4,5 kHz dai 455 di media frequenza e −40 dB per ± 12 kHz.

Sono realizzati infatti ciascuno con tre circuiti di sintonia ad alto Q o fattore di merito, schermati ed accoppiati al valore critico con due condensatori di basso valore (C25 e C28 come C33 e C34) di 2,2 pF.

Il fattore di merito delle bobine (L7, L8, L9, L10, L11, L12) è tanto elevato che nonostante l'alta impedenza del Mosfet Q3, si entra in presa sulla prima bobina di ogni filtro e si esce con un circuito di accordo a «Link» per alimentare la base dei transistori seguenti Q6 e Q7 tipo BF302.

Diciamo subito che questo è un mezzo pratico ed economico per ottenere una buona selettività. Spendendo di più con un filtro piezoelettrico o meccanico a 455 kHz si può naturalmente ottenere una selettività con un fattore di forma ancora migliore.

Si devono in tal caso curare le inserzioni contemplate dalla fig. 7b. Si eliminano in tal caso i ponticelli D ed E e si inserisce il filtro con un opportuno adattamento di impedenza tramite due trasformatori a 455 kHz. (Vedi le punte 3, 4, 5 e 6, 7, 8 del circuito stampato di figura 8).

I circuiti dei transistori Q6 e Q7 sono ovviamente similari.

Entrambi sono polarizzati di «Emitter» con un gruppo RC da 470 Ω e 0,05 µF e con un nuovo resistore non bipassato R30 per Q7 ed RV1 semifisso da 1 kΩ per Q6. Questo comando, come già accennato, introducendo una controreazione regolabile di emitter per Q6 permette di ridurre a piacere la sensibilità del ricevitore. Questo comando diviene particolarmente utile nel caso si impieghino dei convertitori con guadagno particolarmente spinto.

Un partitore da 68 e 10 kΩ permette di applicare il comando di CAS (Comando Automatico di Sensibilità) in base a Q6 e Q7.

Si tratta della tensione di rivelazione ottenuta dal circuito di rivelazione ricavato dai diodi D3 e D4 (tipo rispettivamente 1N914 ed OA95 o AA121) che viene applicata opportunamente alle due basi.

Nel caso si desiderasse invece del comando automatico di sensibilità il comando manuale si potranno adattare in alternativa le due soluzioni prospettate in fig. 7c.

In entrambi i casi operando sulla tensione di CAS si ottiene una efficace riduzione di sensibilità. Con la seconda disposizione è possibile, interrompendo il circuito, ripristinare il CAS eliminando il comando manuale.

Proseguiamo nell'esame del circuito. Dal collettore di Q7 il segnale alimenta in presa l'avvolgimento della bobina schermata L13, sintonizzata su 455 kHz agendo sul nucleo in ferrite; questo stadio in pratica adatta come impedenza il circuito di rivelazione pur fornendo un certo ammontare di amplificazione e contribuendo sia pur modestamente alla selettività della media a 455 kHz.

Il circuito di rivelazione non ha bisogno di commenti; è del tutto convenzionale.

Più interessante il circuito del comando di «Squelch» - «Noise Limiter» (silenziatore e limitatore di disturbo).

In pratica quando il cursore del potenziometro da 10 kΩ è spostato verso il terminale 16 del circuito stampato, il diodo D5 (tipo 1N914) è sempre in conduzione. Regolando il potenziometro si arriva ad un punto in cui il diodo è vicino all'interdizione.

I picchi di rumore in tal caso, che pervengono sempre con polarità positiva del diodo rivelatore, vengono «tosati», cioè limitati in ampiezza.

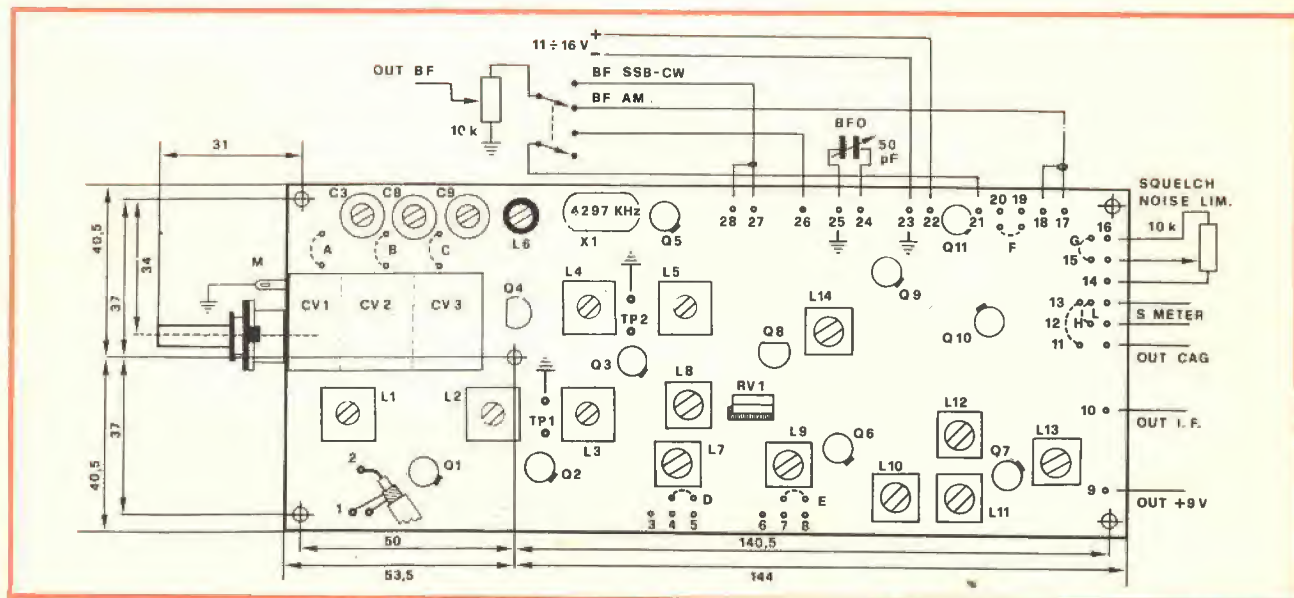


Fig. 8 - Schema pratico della disposizione dei componenti sulla piastra del circuito stampato del ricevitore AR 10 con indicazione dell'inserzione del comando di nota di battimento (BFO), del comando di volume e del comando di «Squelch» - Noise Limiter. Il potenziometro semifisso RV1 permette di ritoccare la sensibilità del ricevitore.

In assenza di segnale, ruotando il potenziometro, oltre il punto di interdizione del diodo, si silenzia la uscita di bassa frequenza del ricevitore. Quando arriva un segnale di una certa ampiezza il silenziatore si sblocca.

Lo schema di inserzione di questo comando è indicato in fig. 8. Occorre ovviamente rimuovere il ponticello G tra le punte 15 e 16.

Il transistore Q10 (BC 267B o BC 107B) opera come un amplificatore del segnale di CAS e come comando del circuito dell'S-Meter di cui si è già detto fornendo lo schema di inserzione in fig. 7a. La polarizzazione di comando in base viene opportunamente filtrata come alta e bassa frequenza da due filtri RC in cascata (R38 da 1 kΩ e C46 da 5.000 pF) e da R39 da 10 kΩ e C47 da 10 µF elettrolitico).

I ricevitori vengono tarati in fabbrica per fornire una corrente di circa 0,8 mA con un segnale di ingresso di 100 µV corrispondente all'S9.

L'AR 10 comprende anche un rivelatore a prodotto realizzato con un FET (Q8) tipo 2N5248 sul cui circuito di «Source» viene iniettato un segnale proveniente dal BFO (Beat Frequency Oscillator) o oscillatore di nota di battimento realizzato con il transistore Q9 tipo 2N2389 funzionante in circuito del tipo con base a massa e polarizzazione dal partitore R47 da 100 kΩ e R48 da 22 kΩ, bipassato da C52 da 0,05 µF.

Il segnale proveniente con C40 (39 pF) dal secondario di L13 viene applicato alla porta di Q8 e viene fatto battere con il segnale generato da Q9 la cui frequenza può venire regolata con il compensatore da 50 pF da applicare esternamente e regolabile come già detto nei comandi.

Naturalmente per ricevere in CW (in telegrafia) o per rivelare la SSB occorre commutare come indicato in fig. 8 la bassa frequenza e nello stesso tempo alimentare il rivelatore «a prodotto» così realizzato.

Con gli stessi comandi inoltre conviene collegare tra la punta 11 e massa un condensatore da 100 µF 15 V per stabilizzare il livello della tensione di CAS, durante i picchi della SSB.

Il rivelatore a prodotto è un po' critico come punto di lavoro ma viene collaudato in fabbrica dalla STE.

Per ricevere la SSB conviene spingere il potenziometro di volume verso il massimo e ridurre manualmente la sensibilità ritoccando contemporaneamente sintonia e «Beat».

Rapidamente si trova una volta per tutte il punto di ottima regolazione del «Beat Oscillator» e della sensibilità. Dopo di che la ricezione diviene facile e nitida.

Un'ultima parola sull'alimentazione.

Q11 assieme allo Zener Z1 (tipo BZX55 C10) permette di operare con tensione di alimentazione variabile in tensione fra 11 e 16 V.

Il circuito è semplicissimo: R50 da 470 Ω alimenta Z1, Zener di una certa precisione; questo comanda Q11 in modo da stabilizzare la tensione sui 9 V contribuendo così sensibilmente anche alla stabilità dell'oscillatore locale di ricezione.

Due condensatori elettrolitici da 22 µF 15 V filtrano convenientemente la tensione. Un'ultima curiosità!

Abbiamo chiesto alla STE il perché si sono introdotti dei ponticelli in serie ai tre statori del condensatore variabile di sintonia. Risposta: inserendo dei condensatori in serie è possibile ridurre la banda coperta e, giocando sulla demoltiplica, ottenere i due megahertz di copertura, ad esempio, con il massimo di «Spreading», cioè di allargamento di sintonia. Il ricevitore inoltre può operare anche su altre bande.

LO SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE AC 2

Questo schema elettrico (fig. 3) è del massimo interesse anche per le particolarità circuitali che ora esamineremo una per una.

I dati più importanti delle caratteristiche già citate sono: 22 dB di guadagno e 1,8 dB di figura di rumore.

Sempre per un rapporto segnale disturbo di 10 dB all'incirca, il ricevitore AR 10 con questo convertitore AC 2 sale di sensibilità fino ad un decimo di microvolt in pratica ma soprattutto con una valida difesa contro l'intermodulazione.

Seguiamo lo schema elettrico: lo ingresso è difeso da due diodi in disposizione antishock e va ad alimentare in presa una bobina di sintonia parallela composta da L1 e C1 (compensatore semifisso) il cui capo caldo è connesso direttamente al «Gate» del FET Q1 (2N5245). Questo ha il «Source» polarizzato con un circuito RC composto da R1 (220Ω) e C3 (0,01 μF). Il «Drain» di Q1 a sua volta alimenta in presa un circuito di sintonia parallelo composto da L3 e C4 attraverso il quale passa la corrente di alimentazione che viene disaccoppiata da R2 (100 Ω) e C3 (0,01 μF). Questo stadio permette ovviamente un buon guadagno e naturalmente una buona selettività dato che tra l'altro in «Gate» ed in «Drain» si utilizzano dei circuiti ad alto fattore di merito Q.

Ciò comporta ovviamente anche dei rischi di ritorni di radiofrequenza e di inneschi specie se si verificano forti disadattamenti della impedenza di ingresso.

Allo scopo tra il «Drain» ed il «Gate» del primo FET Q1 si è disposto un circuito di neutralizzazione formato da un circuito risonante in serie composto dalla bobina L2 (accordata con una ferrite) e dal condensatore C2. Il trasferimento del segnale tra il primo stadio preamplificatore di antenna e quello convertitore avviene per via induttiva.

In questo modo risulta più facile accoppiare un circuito del tipo «Single Ended» o dissimmetrico come quello di uscita dal «Drain» di Q1 al circuito bilanciato in funzionamento controfase che alimenta i due FET Q2 e Q3 (2N5245) adattati per la conversione.

Si è adottato questa disposizione per ridurre per quanto possibile i pericoli di intermodulazione.

Che cosa vuol dire questa strana parola. Significa che un segnale indesiderato emesso ad esempio da un amico OM distante solo 4 o 500 m in linea d'aria, può arrivare alla nostra antenna con intensità notevole (magari con 100 o 200 mV di segnale), vale a dire con delle frazioni di volt, specie se l'amico a noi vicino impiega antenna direttiva sui 30-40 W di potenza.

In queste drammatiche condizioni il segnale perviene agli stadi amplificatori e di conversione senza alcuna attenuazione, dato che il convertitore opera senza ritocchi di sintonia su di una banda di 2 MHz che è in sostanza circa l'1% solamente dei 144 MHz, assieme al segnale magari di pochi μV che desideriamo ricevere. In questo stato di cose, se il funzionamento degli stadi del convertitore non è più che lineare, anche per forti escursioni del segnale, può capitare che il segnale di più forte intensità «provochi intermodulazione» e compaia assieme al segnale desiderato, ovviamente disturbandolo.

La STE messa di fronte a questo problema ha pensato bene da un lato di adattare FET speciali a bassa figura di rumore per non annullare con un «soffio» eccessivo il guadagno complessivo del convertitore che è notevole (22 dB) e nello stesso tempo con la disposizione in controfase si è cautelata contro l'intermodulazione. Vediamone il perché:

— anzitutto con la disposizione seguita a ciascuno dei FET Q2 e Q3 viene applicata al massimo una metà del segnale (dato che L4 opera in controfase con il centro dell'avvolgimento a massa).

— in secondo luogo il funzionamento in controfase migliora notevolmente la linearità della caratteristica di lavoro già buona dello stadio a FET. Ciò è ben noto dalla pratica radiotecnica relativa agli amplificatori di potenza a pentodi (e si tenga presente che i FET sono paragonabili, a tutti gli effetti a dei pentodi).

Ciò premesso continuiamo con la discussione del resto del circuito.

I due FET Q2 e Q3 sono naturalmente autopolarizzati di «Source» tramite i due resistori R3 e R4 ed i condensatori C7 e C8 (rispettivamente 560 Ω e 470 pF).

Il segnale di conversione perviene al ritorno di questi elettrodi, e relativi componenti tramite un avvolgimento di L8 e il resistore R13 di soli 100 Ω.

E' naturalmente previsto un «Test point» una coppia di pagliette di controllo per permettere tramite RV 1 la regolazione del segnale di conversione al valore ottimo (0,2 V).

Anche l'uscita dai «Drain» dei due FET viene ricavata ovviamente con un segnale in controfase applicato ad un altro circuito di sintonia in simmetrico.

Per poter uscire in dissimmetrico utilizzando un comodo cavetto coassiale è stato collegato un circuito di sintonia dissimmetrico (o Single Ended») in uscita accoppiando C12 e L6 (sintonizzati a ferrite) con un condensatore, (C11) di basso valore (4,7 pF) od un lato del circuito controfase di uscita.

In tal modo si sono presi i classici due piccioni con una fava e cioè:

— Si è realizzata una uscita in dissimmetrico senza alterare la simmetria verso massa dello stadio di conversione.

— Si sono utilizzati due circuiti di sintonia (L5 con C10 e L6 con C12 entrambi sintonizzati con ferrite). Ciò ha reso possibile ottenere una buona distribuzione di resa sui due megahertz di uscita in banda 28 ÷ 30 o 26 ÷ 28 MHz. Qui infatti i 2 MHz da 144 a 146 MHz non rappresentano più circa l'1% bensì il 10% della frequenza base di lavoro.

Due parole ora sul generatore del segnale di conversione. Si utilizzano dei quarzi (X1) previsti per operare in armonica e precisamente:

— con frequenza base di 38.667 kHz per la banda di uscita dai 28 a 30 MHz

— con frequenza base di 39.333 kHz per la banda di uscita invece dai 26 ai 28 MHz.

Queste frequenze vengono triplicate in modo da dare luogo alla fre-

quenza base di battimento (rispettivamente 116 e 118 MHz).

L'oscillatore realizzato con Q4 (2N2369) tramite il partitore capacitivo di sintonia (C16 da 39 pF e C17 da 100 pF) della bobina L7, accordata con ferrite, permette il prelievo di un segnale di reazione che, tramite il quarzo X1 in circuito risonante di corrente, viene inviato in base al transistore polarizzato a parte tramite il partitore R6 (100 kΩ) ed R7 (22 kΩ).

Tutti i punti di alimentazione vengono accuratamente «puliti» da tracce di radiofrequenza mediante filtri RC. Ciò allo scopo di impedire al solito indesiderati ritorni o inserzioni di radiofrequenza.

Il circuito del triplicatore che utilizza il transistore Q5 (2N2369) è del tutto convenzionale.

Un avvolgimento accoppiato a L7 realizza l'adattamento di impedenza necessario per l'alimentazione della base di Q5 che opera in classe C con una polarizzazione di «Emitter» realizzata con i resistori R11 da 100 Ω ed RV1 semifisso da 1 kΩ, bipassati dal condensatore C19 da 0,01 µF.

Con RV1 si regola il segnale di conversione come già visto fino ai prescritti 0,2 V.

Il circuito di collettore è abbondantemente bipassato da R12 da 100 Ω e C21 da 0,01 µF. C22 disposto opportunamente sul circuito stampato con il suo 0,1 µF «pulisce» l'alimentazione a 12 V.

La traslazione delle radiofrequenze è realizzata tramite il circuito di sintonia a ferrite di L8 con il condensatore C20 da 4,7 pF.

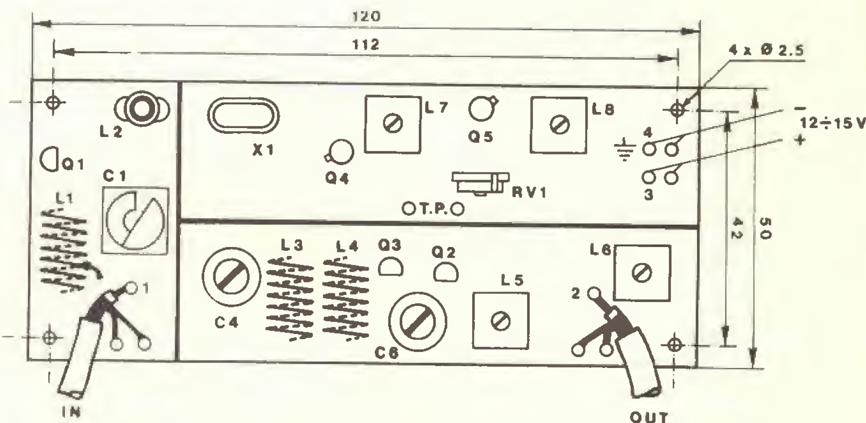


Fig. 9 - Schema pratico della disposizione dei componenti sulla piastra del convertitore AC 2 con riportate le misure di ingombro e le forature della piastra del circuito stampato nonché l'utilizzazione delle punte di attacco della radiofrequenza, di alimentazione e di taratura.

LO SCHEMA ELETTRICO DEL RIVELATORE DI FM E AMPLIFICATORE TBA 800

La fig. 6 illustra lo schema elettrico del demodulatore «coerente» per FM realizzato con un recente circuito integrato della SGS: il TAA 661A (C1 nello schema). Come si vede il circuito integrato riduce l'insieme dei componenti ad una resistenza di disaccoppiamento con relativi condensatori, R1 da 22 Ω, C1 ÷ C5 da 0,1 µF, C6 e C8 da 10 µF 15 V.

Nei piedini 1 e 2 del circuito stampato si inserisce la radiofrequenza da rivelare, fra i piedini 3 e 6 si inserisce l'alimentazione a 12 V circa 20 mA e dai piedini 4 e 5 si ricava il segnale di bassa frequenza rivelato.

Cuore del circuito è il circuito di sintonia L1-C9 che viene accordato tramite ferrite sul circuito di media frequenza da rivelare; nel nostro caso sui 455 kHz.

Vediamo ora un poco che cosa si intende per circuito a rivelazione «coerente». Il principio è del tutto nuovo e si basa in poche parole sulla generazione di un segnale a radiofrequenza che il circuito integrato fa coincidere «coerentemente» come frequenza al segnale in ingresso.

In altre parole il TAA 661A sfrutta il circuito risonante L1-C9 e genera un segnale a 455 kHz. Come arriva la «portante» a 455 kHz fa collimare con un circuito a coincidenza, la frequenza generata con quella in arrivo anche se ovviamente lo scarto di frequenza è reso molto modesto dalla preventiva taratura in sede di messa a punto del nucleo di L1.

Non appena il segnale viene modulato in frequenza, il segnale a 455 kHz devia di frequenza ed il circuito a coincidenza, di cui è dotato il circuito integrato, provoca un «coerente» spostamento di frequenza da parte dell'oscillatore entrocontenuto che utilizza le costanti L1 e C9.

In pratica il TAA 661A (ed anche i suoi equivalenti di altre marche come la Fairchild e simili) utilizza un transistore a reattanza (lo equivalente del ben conosciuto tubo a reattanza) che viene comandato da una tensione continua generata dal circuito a coincidenza di frequenza che è proporzionale al ΔF, cioè allo scarto istantaneo di frequenza.

Ebbene, è appunto questa tensione continua che in pratica, variando nel ritmo del ΔF, produce la tensione alterna di bassa frequenza di rivelazione.

Come è facile intuire questo segnale è del tutto indipendente dall'ampiezza della radiofrequenza in ingresso e si comporta come un discriminatore di notevole linearità. Per di più opera con alta sensibilità di ingresso e non è per nulla critico come funzionamento.

Nel nostro caso, collegato alla uscita del secondario di rivelazione del ricevitore AR 10, ha permesso di rivelare segnali fino a ± 5 kHz di deviazione al massimo e per il buon motivo che il filtro di media a 455 kHz severamente selettivo tagliava inesorabilmente i componenti di banda laterale relativi a ΔF superiori. Poco male, si potrebbe dire, dato che gli ultimi accordi fra OM hanno stabilito che non si debbono superare in pratica più di ± 5 - 6 kHz di deviazione.

C'è però gente che modula un poco più alto e fino agli 8 kHz di ΔF e ciò può essere per il momento tollerato. In questo caso, data la elevatissima sensibilità del circuitino a demodulazione coerente che qui presentiamo, basta collegare l'ingresso, non più al piedino 10 ma al piedino 7, saltando cioè uno dei se-

veri circuiti di filtro a media frequenza accoppiati al valore critico.

In tal modo diviene possibile ricevere senza alcuna difficoltà anche segnali modulati, imprudentemente anche a ± 15 kHz con tutta l'occupazione inutile di banda che ciò comporta.

Il segnale di bassa frequenza resta anche in questo caso notevolmente elevato, dell'ordine dei 200 mV e più.

Diciamo ora due parole del circuito integrato di bassa frequenza, il TBA 800 della ATES da noi adottato.

La tensione di 24 V indicata è la massima impiegabile; noi abbiamo naturalmente adottato i 12 V.

Con i 12 V di alimentazione questo circuito, con una resistenza Rf di controreazione di circa 100 Ω, permette caratteristiche di linearità di risposta, di sensibilità e di potenza di uscita veramente buone.

Qualsiasi altoparlante da 4 - 8 Ω di impedenza si adatta perfettamente. In pratica il circuito si comporta come un generatore di impedenza di uscita molto elevata in parallelo alla quale viene semplicemente disposta una impedenza di utilizzazione che perciò non è per nulla critica.

L'impedenza d'ingresso è notevole (100 kΩ) e la sensibilità esuberante cosicché abbiamo ritenuto opportuno mantenere il potenziometro semifisso di ingresso fissato sul circuito stampato in modo da preregolare, una volta per tutte, la sensibilità.

Riteniamo che questo circuitino sia il più adatto come amplificatore di bassa frequenza ad una realizzazione come questa ed in genere per la bassa frequenza dei ricevitori; specie tenuto conto del fatto che opera a 12 V a differenza di altri circuiti integrati che, utilizzando solo i 9 V, richiedono uno Zener di riduzione di tensione con relativa resistenza ed inutile dissipazione di potenza di alimentazione.

Il TBA 800 con 8 Ω di impedenza di altoparlante e 12,5 V di alimentazione fornisce fino a 2 W abbondanti di potenza di uscita. Se l'altoparlante è ben montato in una buona cassetta acustica, come indicato nella illustrazione, è più che sufficiente a superare il «background» (il fracasso di disturbo dall'esterno) tipico di una installazione in automobile.

IL MONTAGGIO

Le figure 1, 4 e 5 danno un'idea della disposizione sperimentale realizzata. Sperimentale perché ci premeva verificare prima di ogni altra cosa il circuito nei suoi elementi essenziali e nel suo funzionamento assemblando le varie parti e verificandone l'adattamento.

Per prima cosa abbiamo rigidamente fissato il telaietto del ricevitore AR 10 al supporto di base (in legno coperto da plastica autoadesiva) ed al pannellino frontale di alluminio da 1 mm (esso pure coperto di plastica autoadesiva) fissato alla base in legno.

Questo fissaggio è essenziale perché è un elemento base per decidere della stabilità e ripetibilità, a seguito di interruzioni anodiche del ricevitore.

La disposizione più pratica ci è parsa quella verticale in quanto ci ha permesso di montare nel modo migliore la scala e la manopola di demoltiplica fissando, nello stesso tempo, il pannellino frontale al circuito stampato dell'AR 10. La STE raccomanda di montare il telaietto a qualche centimetro almeno da chassis metallici per non alterare le caratteristiche di taratura introdotte in fabbrica.

Con il nostro montaggio non correremo certo questo rischio ma ne abbiamo tenuto conto dato che desideriamo realizzare in un secondo tempo un vero e proprio «transceiver» correttamente montato e funzionante.

Il circuito stampato del Convertitore AC 2 è invece stato montato con facilità e razionalmente, come indicano le foto, a lato del telaietto dell'AR 10 in posizione orizzontale sulla basetta in legno.

Questa disposizione, tra l'altro, permetteva di ridurre al minimo il percorso delle connessioni in cavetto coassiale tra ingresso di antenna e convertitore e tra l'uscita di questo e l'ingresso dell'AR 10.

Come si potrà notare dalle fig. 8 e 11 per i terminali di massa di queste connessioni sono stati messi due piedini in modo da facilitare le connessioni.

Il bocchettone di antenna è stato disposto nella parte posteriore della basetta su di una squadretta di alluminio.

I comandi, invece, unitamente all'«S Meter» sono stati montati sul fronte del pannellino, di alluminio plastificato, in modo pratico e razionale.

Le due lampadinette che illuminano il fronte dello strumentino dell'«S Meter» servono anche da spie di funzionamento. L'interruttore del comando di volume provvede alla inserzione della alimentazione dalle batterie al Ni-Cd.

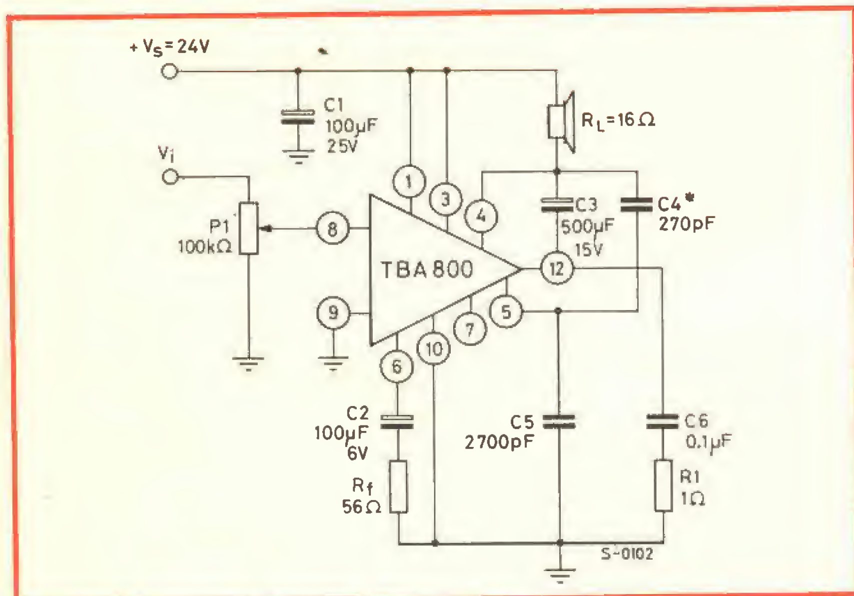


Fig. 10 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza TBA 800 della ATES.

Queste, assieme al circuito del TBA 800, sono state montate dallo altro lato del telaietto dell'AR 10. Il piccolo circuito del rivelatore «coerente» di FM è invece stato montato parallelamente a quello del ricevitore in modo da realizzare dei corti collegamenti di alta frequenza. Quelli di bassa frequenza commutati dal comando a tre vie, tre posizioni (AM, CW, SSB, FM) sono stati invece realizzati con cavetto schermato.

Questa disposizione ripetiamo, ci ha consentito di avere tutto « in vista» ed a portata di mano anche se i telaietti escono già tarati dalla fabbrica ed è richiesto un minimo di intervento.

Il comando del variabile del V.F.O. è stato realizzato prolungando con un tubetto di cartone bachelizzato il perno; il condensatore da 50 pF è stato fissato direttamente con terminali rigidi e di buona sezione che hanno permesso anche un discreto ancoraggio meccanico.

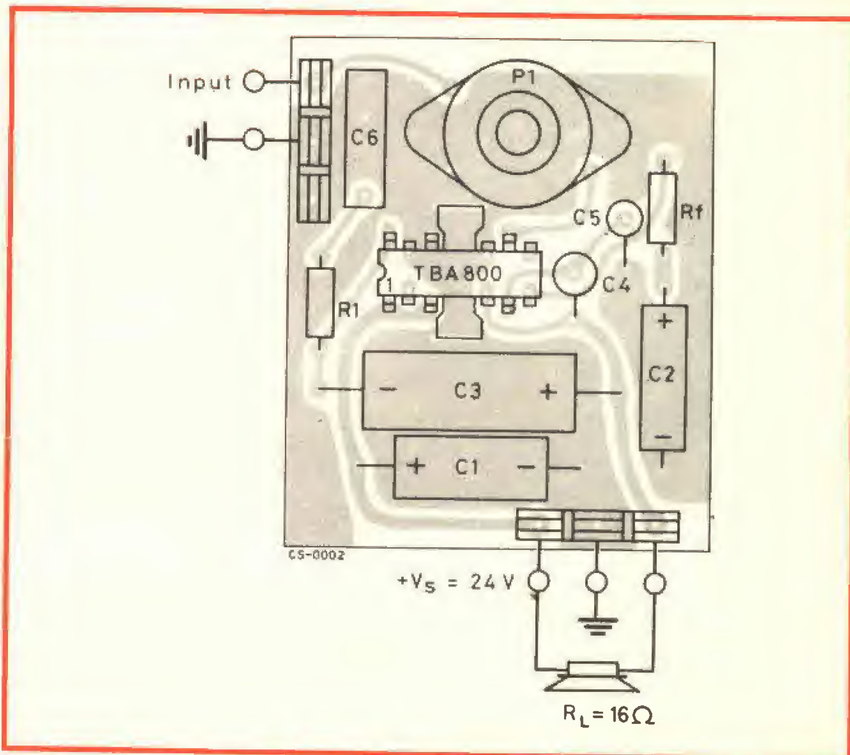


Fig. 11 - Disposizione pratica del circuito stampato relativo all'amplificatore di bassa frequenza TBA 800 con i componenti di cui al circuito di figura 10.

LA MESSA A PUNTO

La messa a punto è ridotta al minimo perché la casa costruttrice effettua una taratura accurata. Si consiglia quindi di rifuggire dal vizio di molti novizi: quello di volere a tutti i costi far girare un cacciavite. Si tenga presente che in ogni caso, come vedremo, occorre pur sempre un minimo di strumentazione che non è alla portata di tutti.

In pratica la messa a punto quindi si è ridotta a ben poco. Vediamone i punti salienti, caso per caso:

— Si è verificato con la sonda rivelatrice di un voltmetro a valvola che la tensione a radiofrequenza in TP1 e TP2 nel Ricevitore AR 10 non superasse rispettivamente 0,5 e 0,2 V. Si raccomanda in modo particolare che quest'ultimo valore non venga superato.
Per la eventuale riduzione è consigliabile regolare prima il nucleo di L5 per il massimo e poi ruotarlo in senso orario fino ad ottenere la giusta lettura.

— Si è collegato un generatore a radiofrequenza della UNAOHM in ingresso dell'AR 10 per una uscita di 100 μV e, fatta la sintonia in centro gamma per il massimo di indicazione dell'«S Meter», si è regolata la sensibilità con una resistenza fissa in derivazione allo strumento per l'indicazione dell'S9 procedendo per tentativi. Più comodo è un potenziometro semifisso di regolazione.

— Si è verificato che il rivelatore «coerente» per FM fornisse una uscita di bassa frequenza largamente superiore a quella della modulazione di ampiezza ed SSB. Per tale motivo si è dovuto ridurre a 15 pF il condensatore di accoppiamento in ingresso al telaietto ed introdurre 100 kΩ in serie al potenziometro di volume. La cosa era tanto più avvertibile in quanto in FM manca l'azione del «Noise Silencer» che tuttavia con qualche trucco si potrebbe pure introdurre con modifiche da poco.

— In CW si è adottato un condensatore da 100 μF, come già accennato, per aumentare la costante di tempo del CAV.

Tutto qui. Il Convertitore non è

ELENCO DEI COMPONENTI DEL CONVERTITORE AC 2

R1	220 Ω	RV1	1 kΩ	C11	4,7 pF	Q1	2N 5245
R2	100 Ω			C12	22 pF	Q2	2N 5245
R3	560 Ω	C1	1,8 ÷ 16,7 pF	C13	0,01 μF	Q3	2N 5245
R4	560 Ω	C2	470 pF	C14	10 pF	Q4	2N 2369
R5	100 Ω	C3	0,01 μF	C15	0,01 μF	Q5	2N 2369
R6	100 kΩ	C4	4-20 pF	C16	39 pF		
R7	22 kΩ	C5	0,01 μF	C17	100 pF		
R8	470 Ω	C6	4-20 pF	C18	0,01 μF	D1	1N 914
R9	100 Ω	C7	470 pF	C19	0,01 μF	D2	1N 914
R10	15 Ω	C8	470 pF	C20	4,7 pF	X1	
R11	100 Ω	C9	0,01 μF	C21	0,01 μF	38.667kHz AC 2A	
R12	100 Ω	C10	12 pF	C22	0,1 μF	39.333 kHz AC 2B	
R13	100 Ω						

stato toccato. Del resto tutto è andato subito benissimo.

A questo punto ci si è armati di santa pazienza e con un generatore tarato con il BC 221, si è tracciata la scala di sintonia di 50 in 50 kHz. In tutto sono 40 punti appena accennati all'inizio con una matita e poi tracciati in china.

Con antenne in corto circuito e tensione di alimentazione di 13,5 V (per favorire eventuali inneschi) si è poi verificato la presenza di spurie che sono risultate del tutto assenti.

Il «Noise-Limiter» e «Squelch» è risultato particolarmente efficace come comando.

I RISULTATI

Abbiamo collaudato questo ricevitore sia dal QRA (termine del Codice Q che si riferisce alla località dove è impiantata la stazione), sia in varie posizioni spostandolo «in portatile» con l'aiuto dell'alimentatore autonomo al Ni-Cd che ci ha permesso circa due ore di autonomia ogni volta con i suoi 250 mA ora di capacità.

I risultati ci hanno ampiamente ripagato del lavoro, d'altra parte modesto, e della spesa che si può considerare veramente ridotta per le caratteristiche conseguite.

Abbiamo potuto ricevere nitidamente e soprattutto con grande stabilità stazioni in vero DX anche con segnali debolissimi.

Si è notato che i segnali in FM ed SSB in banda 144 stanno prendendo piede decisamente anche se i contest continuano a venire realizzati regolarmente quasi esclusivamente in AM.

Probabilmente nell'edizione definitiva «inscatolata» del «Transceiver» introdurremo un attenuatore manuale di sensibilità di tipo «passivo» con passi di attenuazione progressiva tra l'uscita del convertitore e l'ingresso del ricevitore AR 10.

CONCLUSIONI

Ora che si può liberamente trasferire la stazione ed il patentino di OM costa solo un esame teorico, vale la pena di cominciare a «farsi le ossa» con questi telaietti.

I risultati sono garantiti e lusinghieri e prossimamente, sempre da queste pagine, vi insegneremo come si fa il passo successivo accoppiando a quanto qui descritto anche un piccolo trasmettitore. Bastano due watt in antenna per fare grandi cose.

ELENCO DEI COMPONENTI DEL RICEVITORE AR 10

R1	15 kΩ	R35	330 kΩ	C16	39 pF (N. 750)	C49	0,05 µF
R2	3,3 kΩ	R36	150 Ω	C17	0,01 µF	C50	0,1 µF
R3	15 Ω	R37	3,9 kΩ	C18	1 pF	C51	0,01 µF
R4	220 Ω	R38	1 kΩ	C19	0,05 µF	C52	0,05 µF
R5	470 Ω	R39	10 kΩ	C20	39 pF (N. 750)	C53	0,005 µF
R6	47 kΩ	R40	47 kΩ	C21	6,8 pF (N. 750)	C54	0,1 µF
R7	150 Ω	R41	2,2 kΩ	C22	0,05 µF	C55	22 µF (16 V)
R8	220 Ω	R42	4,7 kΩ	C23	4,7 pF (NPO)	C56	22 µF (16 V)
R9	100 kΩ	R43	220 Ω	C24	2,2 pF	C57	0,1 µF
R10	150 Ω	R44	5,6 kΩ	C25	2,2 pF		
R11	390 Ω	R45	10 kΩ	C26	27 pF (N. 750)	CV1-CV2-CV3	= 10,6 pF
R12	100 kΩ	R46	47 kΩ	C27	0,05 µF		
R13	15 Ω	R47	100 kΩ	C28	2,2 pF	Q1	MEM 564 C
R14	560 Ω	R48	22 kΩ	C29	0,05 µF	Q2	MEM 564 C
R15	470 Ω	R49	15 Ω	C30	0,05 µF	Q3	MEM 564 C
R16	220 Ω	R50	470 Ω	C31	0,05 µF	Q4	2 N 5248
R17	390 Ω			C32	0,05 µF	Q5	2 N 2369
R18	100 kΩ	RV1	1 kΩ	C33	2,2 pF	Q6	BF 302
R19	100 kΩ			C34	2,2 pF	Q7	BF 302
R20	22 kΩ	C1	0,01 µF	C35	0,05 µF	Q8	2 N 5248
R21	1,5 kΩ	C2	22 pF (N. 750)	C36	0,05 µF	Q9	2 N 2369
R22	3,3 kΩ	C3	420 pF	C37	0,05 µF	Q10	BC 267B (BC 107B)
R23	10 kΩ	C4	0,01 µF	C38	2,2 µF 25 V	Q11	BC 267B (BC 107B)
R24	470 Ω	C5	0,01 µF	C39	0,05 µF		
R25	68 kΩ	C6	0,01 µF	C40	39 pF (N. 750)	D1	1N914
R26	15 Ω	C7	18 pF (N. 750)	C41	0,05 µF	D2	1N914
R27	220 Ω	C8	420 pF	C42	0,005 µF	D3	1N914
R28	68 kΩ	C9	420 pF	C43	0,005 µF	D4	OA95 (AA 121)
R29	10 kΩ	C10	39 pF (N. 750)	C44	2,2 µF	D5	1N914
R30	100 Ω	C11	0,05 µF	C45	0,1 µF		
R31	470 Ω	C12	150 pF (MICA)	C46	0,005 µF	Z1	BZX 55 C10
R32	220 Ω	C13	39 pF (MICA)	C47	10 µF 16 V	Z2	BZX 55 C5V6
R33	220 kΩ	C14	39 pF (N. 750)	C48	2,2 µF 25 V		
R34	10 kΩ	C15	0,05 µF			X1	4,297 kHz



scatole di montaggio

ADATTATORE D'IMPEDENZA PER CB

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di funzionamento: 27 MHz (CB)

Adattamento per un ROS_{max} di: 1 : 5

Impedenza di ingresso ed uscita: 52 Ω

Massima potenza di uscita del TX: 15 W

E' noto che un misuratore di ROS consente di misurare il rapporto di onde stazionarie dovute ad un imperfetto adattamento di impedenza fra l'uscita del trasmettitore e la linea di alimentazione ma che non può evidentemente essere utilizzato per eliminare le eventuali onde stazionarie.

Senza dilungarci sui motivi che provocano le onde stazionarie, è sufficiente precisare che, quando in un impianto non si ha un perfetto adattamento di impedenza, le onde provenienti dal trasmettitore invece di irradiarsi nello spazio (onde dirette), sono riflesse verso il punto di partenza (onde riflesse), restando in pratica ferme lungo la linea di alimentazione e variando soltanto la loro ampiezza. E' questo il motivo per cui alla componente onde dirette e onde riflesse è stato dato il nome di onde stazionarie.

In pratica è ben difficile che si verifichino delle condizioni di riflessione totale. Generalmente si prendono in considerazione dei rapporti che vanno dalle condizioni ideali di 1 : 1, quando tutta l'energia proveniente dal TX è completamente irradiata nello spazio, fino ad un rapporto massimo di 1 : 5. Un ROS superiore ad un rapporto 1 : 5 non può essere preso in esame poiché indica che

L'adattatore di impedenza AMTRON UK 950 utilizzato in unione al misuratore di ROS UK 590, o ad altro strumento di questo genere, permette di eliminare le onde stazionarie dei trasmettitori CB.

Ciò quando i trasmettitori sono collegati ad un'antenna, non incorporata, il cui ROS superi il valore di 1 : 1, fino ad un rapporto di 1 : 5.

Si tratta pertanto di un dispositivo che permette di ottenere un notevole aumento del rendimento del complesso trasmettitore - linea di alimentazione - antenna.

tutto l'impianto radiante dovrà essere rivisto dal punto di vista costruttivo.

Riassumendo si dice che si ha un ROS 1 : 1 quando la linea di alimentazione è perfettamente accordata e presenta ai suoi terminali un valore corrispondente a quello di una resistenza pura di 52 Ω (è questo il valore d'impedenza più comune). Un ROS 1 : 2 presenta invece un numero infinito di valori d'impedenza, che dipende dal valore della frequenza e dal carico stadio finale del TX.

Un disadattamento d'impedenza può dare luogo a quattro differenti condizioni:

1) Un trasmettitore poco caricato dà luogo ad una potenza di uscita inferiore alla potenza nominale e di conseguenza ad un campo em a distanza inferiore a quello conseguibile con un TX perfettamente adattato.
2) Un TX caricato più del normale è soggetto a delle condizioni di sovrac-

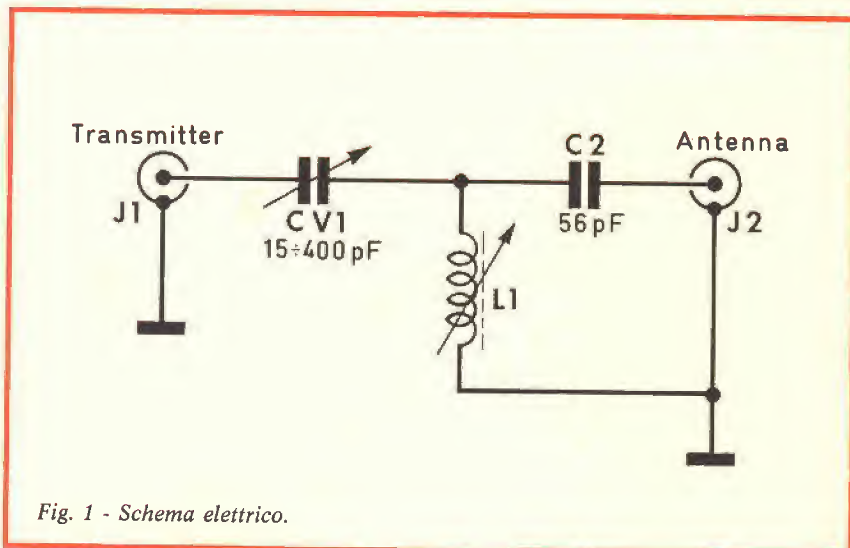
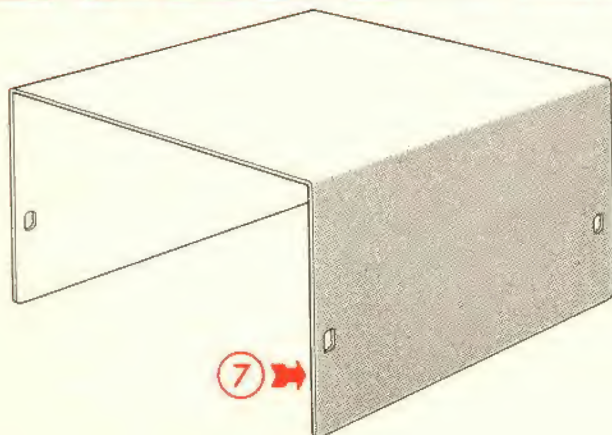
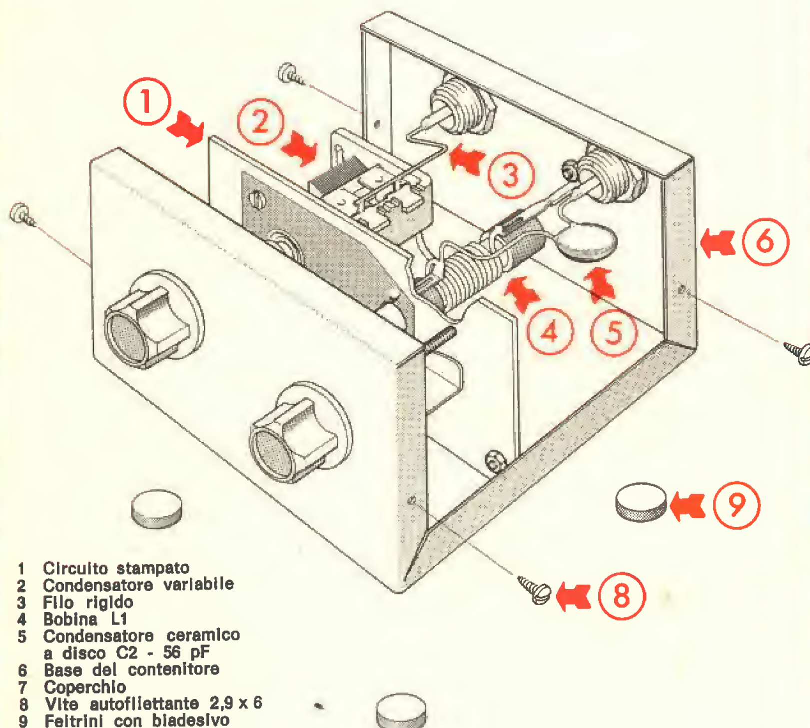


Fig. 1 - Schema elettrico.





1 Circuito stampato
2 Condensatore variabile
3 Filo rigido
4 Bobina L1
5 Condensatore ceramico a disco C2 - 56 pF
6 Base del contenitore
7 Coperchio
8 Vite autofilettante 2,9 x 6
9 Feltrini con biadesivo

Fig. 2- Vista esplosa dei vari collegamenti e del montaggio finale.

carico che sono sempre dannose per lo stadio d'uscita. Da notare che un sovraccarico non dà luogo necessariamente ad una maggiore uscita.

3) Un trasmettitore disaccordato ha una alta potenza di entrata che però viene dissipata dai tubi, o dai transistori finali, in modo che si avrà una bassa potenza di uscita con la possibilità di avarie allo stadio finale stesso.

4) Si possono anche verificare delle combinazioni di due dei suddetti casi con conseguenze ancor più disastrose.

Un ROS 1 : 3 può diminuire il rendimento di un TX del 40% la qualcosa, con l'aggiunta delle perdite caratteristiche di ogni impianto, porta al dimezzamento dell'energia irradiata.

CIRCUITO ELETTRICO

L'adattatore di impedenza AMTRON UK 950, il cui circuito elettrico è illustrato in figura 1, permette di adattare, come si è già detto, l'impedenza tra un trasmettitore CB ed un'antenna qualsiasi fino ad un ROS pari a 1 : 5.

Si tratta di un circuito della massima semplicità, però molto efficiente, in quanto consente di mantenere l'adattamento al valore richiesto di 52 Ω, studiato in modo da poterlo inserire alla base della linea di alimentazione che va all'antenna.

La rete di adattamento a T è costituita da una bobina a nucleo regolabile, L1, dal condensatore variabile CV1, da 15 a 400 pF e dal condensatore fisso C2, da 56 pF.

L'entrata per il collegamento al trasmettitore e l'uscita per la linea di alimentazione sono costituite da due prese coassiali.

MONTAGGIO

Le operazioni di montaggio dell'adattatore di impedenza AMTRON UK 950 sono chiaramente illustrate nell'opuscolo allegato al kit.

Prezzo netto imposto L. 5.500

AMPLIFICATORE STEREO HI-FI 20+20W QUADRIK





UK 187

L'UK 187 è una nuova realizzazione AMTRON resa possibile dalla unione in un unico apparecchio del famoso amplificatore stereo UK 185 e del dispositivo per effetto quadrifonico UK 180.

Nonostante l'apparente complessità del circuito, la sua razionale progettazione e l'accurato studio tecnologico di montaggio ne hanno permesso la realizzazione in forma di KIT, alla portata di tutti.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Risposta di frequenza:
10 Hz a 30.000 Hz +0 −3 dB

Sensibilità di ingresso:
Magnetico 3 mV/47 kΩ
Ausiliario 70 mV/100 kΩ

Linea:
ingresso 70 mV/100 kΩ
uscita 70 mV/4,7 kΩ

Potenza d'uscita regime dinamico:
40 + 40 W

Potenza d'uscita continua a 1.000 Hz:
20 + 20 W 1% distorsione

Impedenza d'uscita: 4 Ω

Rapporto segnale/disturbo: 80 dB

Regolazione toni:
Bassi 100 Hz ± 15 dB
Acuti 10.000 Hz ± 15 dB

Alimentazione rete:
117/125 - 220/240 V - 50 - 60 Hz

Protezioni:
Fusibile rete, fusibile altoparlanti

Alimentazione in c.c.:
33 Vc.c. con alimentazione stabilizzata e circuito automatico per la limitazione della corrente assorbita.

Transistori impiegati:
8 x BC109B - 2 x BC108B - 5 x BC107B - 2 x BC140 - 2 x BC160 - 4 x 2N3055 - BCY79 - BCY59 - BC141

Diodi impiegati: BAY45 - BAY44

Zener impiegati: BZY88C4V7 - 1Z20T5 - BZY88C15 - BZY88C12

Raddrizzatore a ponte impiegato:
5B1

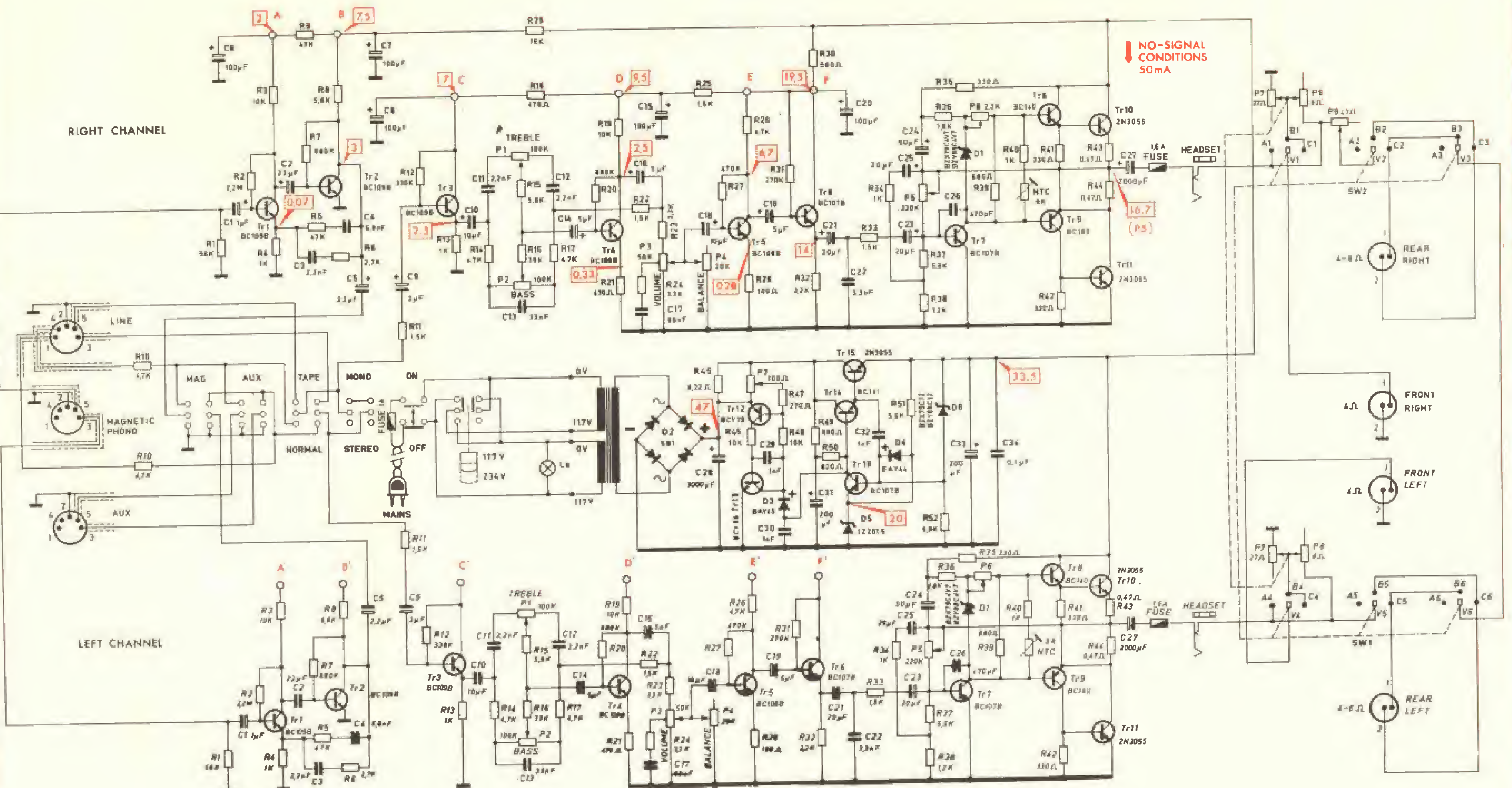


Fig. 1 - Schema elettrico.

Questo amplificatore è stato progettato per soddisfare i più esigenti in materia di riproduzione musicale. Le sue elevate prestazioni, sia come potenza (ben 2 x 40 W di picco) che come qualità di riproduzione, e l'utilizzazione del famoso sistema a quattro fasi Quadrik, messo a punto dai tecnici della AMTRON, permettono di considerare questo amplificatore come una vera e propria novità nel campo delle apparecchiature HI-FI.

Il moderno design su cui si basa la sua linea elegante, unito ad una razionale e pratica disposizione dei comandi fanno dell'UK 187 un apparato di notevole classe.

I comandi come mostra la figura nel titolo, sono disposti sulla parte frontale. Da sinistra a destra, di chi guarda, si osservano rispettivamente: i regolatori a cursore di volume, di bilanciamento dei canali e i due regolatori a cursore dei toni acuti (TREBLE) e dei toni bassi (BASS); vi sono poi i cinque pulsanti per le seguenti funzioni:

magnetico (magnetic), ausiliari (aux), nastro (tape), mono-stereo, l'interruttore generale di rete (on-off), il regolatore di volume per i diffusori posteriori (REAR volume), il regolatore di volume per i diffusori frontali (FRONT volume) e infine il commutatore per le posizioni Stereo 2 canali, Stereo 4 fasi, Stereo 4 fasi con la polarità acustica dei diffusori posteriori invertita rispetto ai diffusori frontali.

Sul pannello posteriore trovano posto le seguenti prese: altoparlanti posteriori, magnetic, line, aux, altoparlanti frontali, il portafusibile di rete, il portafusibili per altoparlanti, il cambiotensione 117/125 - 220/240 V e infine il cordone per l'allacciamento alla rete.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Nel prendere in esame il circuito elettrico (fig. 1), faremo riferimento ad una sola sezione dell'amplificatore essendo l'altra perfettamente identica.

Iniziando dal primo circuito d'ingresso troviamo il preamplificatore a norme R.I.A.A., per testine magnetiche, composto dai transistori TR1-TR2, il quale ha lo scopo di dare una equalizzazione in modo da compensare la curva d'incisione dei dischi e di amplificare il segnale senza introdurre rumore di fondo. Nel nostro caso, tutto ciò è stato ottenuto usando dei transistori speciali a basso rumore, tipo BC 109 B. Proseguendo troviamo TR3, tipo BC 109 B, transistore d'ingresso per la presa ausiliaria che, per la sua inserzione con carico sull'emettitore, non introduce nessuna amplificazione in tensione, ma serve solo per disaccoppiare l'alta impedenza d'ingresso con la bassa impedenza d'uscita necessaria per bene comandare il circuito per la regolazione di tono.

Come si nota dalle caratteristiche tecniche, questo circuito lavora perfettamente bilanciato con ± 15 dB a 100 Hz e 10 kHz una escursione a 1 kHz di 0,5 dB passando dal minimo al massimo.

Il segnale all'uscita di questo circuito, è applicato sulla base di TR4 tipo BC109B per essere amplificato prima di passare per i controlli di volume e bilanciamento, collegati rispettivamente tra il collettore di TR4 e la base di TR5, tipo BC108B.

Il potenziometro di volume è fornito di presa per la compensazione fisiologica a bassi livelli di ascolto.

Come precedentemente detto, il segnale passa dal cursore del potenziometro al transistore TR5 che a sua volta pilota il transistore TR6 tipo BC 107B, ultimo della catena preamplificatrice; quest'ultimo è collegato con carico sull'emettitore, quindi con uscita a bassa impedenza, e può pilotare l'amplificatore di potenza.

Tutti i sopraelencati circuiti, compresi i potenziometri, sono montati direttamente su circuito stampato eliminando fili di collegamento e quindi possibilità di captare ronzii e disturbi vari.

Il segnale così equalizzato, amplificato, regolato in tonalità e guadagno viene introdotto nel primo stadio dell'amplificatore di potenza TR7 tipo BC 107B che dà una forte amplificazione pilotando, con collegamento in continua, la coppia complementare TR8 tipo BC 140 e TR9 tipo BC 160. Tra base e base di quest'ultima coppia è collegato l'N.T.C. che garantisce una corretta stabilità della corrente di riposo al variare della temperatura. Sempre con collegamento in continua, il segnale amplificato in corrente dalla coppia TR8-TR9, viene inviato a pilotare la coppia finale di potenza TR10-TR11 tipo 2N 3055.

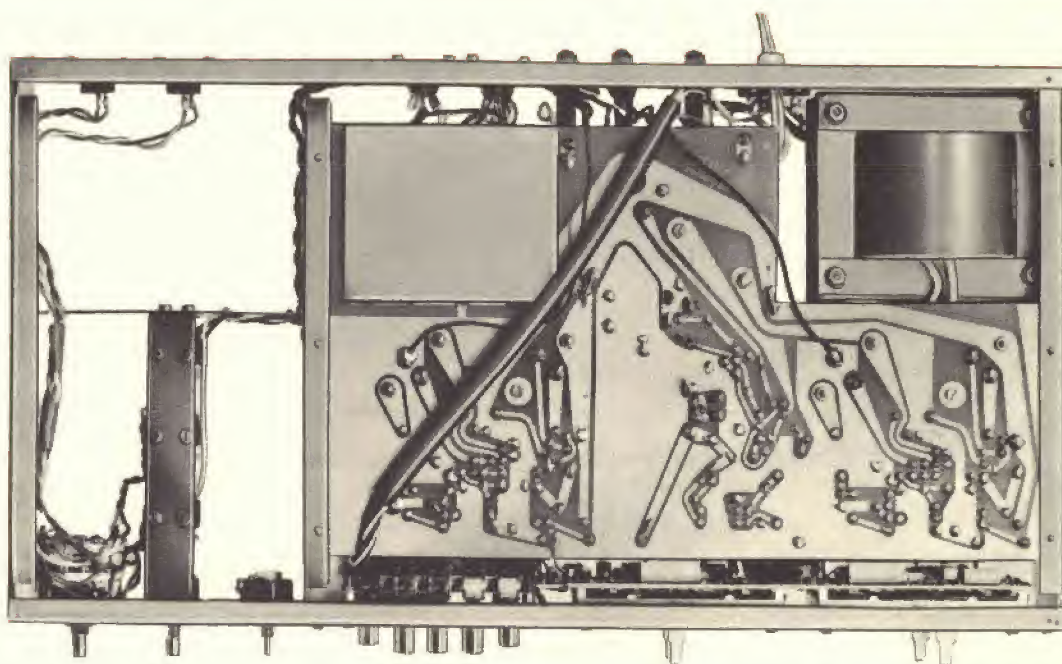


Fig. 2 - Amplificatore a montaggio ultimato visto dal lato componenti.

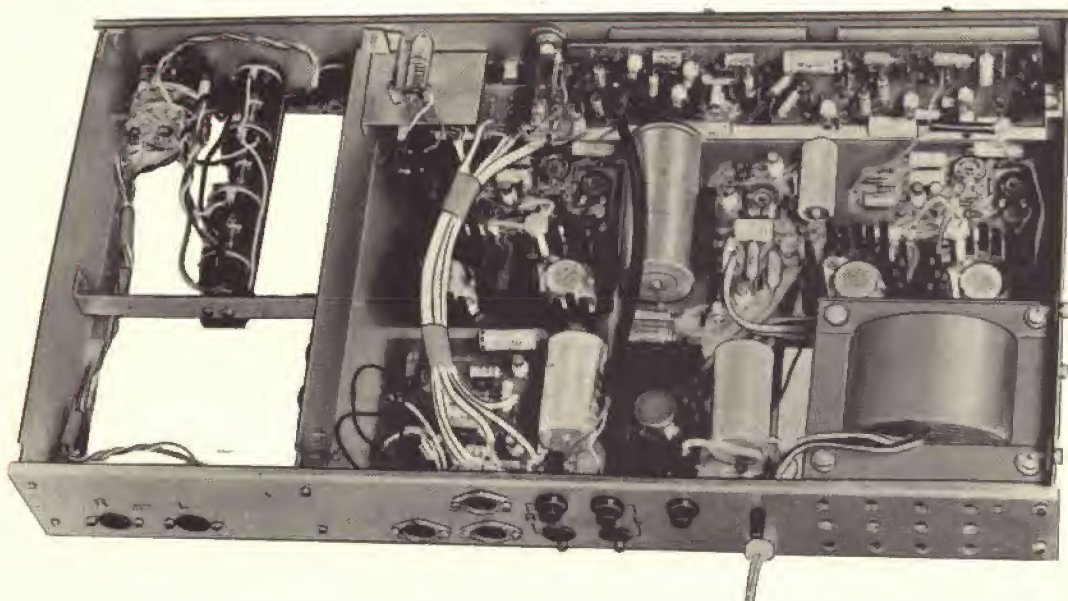


Fig. 3 - Amplificatore a montaggio ultimato visto dal lato C.S.

La bassa distorsione viene ottenuta prelevando parte del segnale presente in uscita e riportandolo alla base di TR7 con dosati partitori introducendo all'intero circuito una controreazione di 22 dB. Sempre nel circuito finale sono pure presenti P5 per il bilanciamento dei transistori finali e P6 per la regolazione della corrente di riposo.

Il segnale per l'altoparlante è prelevato dal centro di TR10-TR11 con un condensatore di alta capacità 2.000 µF.

La tensione c.c. è fornita dall'alimentatore stabilizzato che comprende TR 14 tipo BC 141, TR15 tipo 2N3055 e TR16 tipo BC 107B, collegati nel modo ormai tradizionale.

Una particolare attenzione meritano i transitori TR12 tipo BCY79 e TR13 tipo BCY59 che, collegati tra ponte raddrizzatore D2 tipo JB1 e circuito stabilizzatore, sono pronti ad intervenire bloccando immediatamente il passaggio di corrente ogni qualvolta la corrente stessa supererà il limite massimo, tarato dal trimmer T7.

In questo modo si ha un'ulteriore sicurezza contro corto circuiti o altre cause accidentali che potrebbero compromettere seriamente il funzionamento dell'intero circuito.

Siamo giunti al «Quadrik», vediamo quindi come funziona.

Il circuito è caratterizzato dalla presenza di un commutatore a due sezioni e tre posizioni, che rappresenta il cervello del circuito. Portando il commutatore nella posizione A (A1-A6) cioè in «Normal stereo», sono collegati soltanto i due altoparlanti frontali e perciò si ha la normale riproduzione stereo. Portando il commutatore nella posizione B (B1-B6), si inseriscono i due altoparlanti supplementari posteriori, prelevando parte del segnale presente sugli altoparlanti frontali che, in considerazione del particolare tipo di circuito, percorrerà gli avvolgimenti delle bobine mobili degli altoparlanti posteriori, in opposizione di fase elettrica. In questo caso si avrà la riproduzione della sola differenza che esiste tra i due canali. Questa posizione è indicata sul pannello frontale con la scritta «4 phases stereo».

Portando invece il commutatore nella posizione C (C1-C6), il funzionamento rimane praticamente invariato, fatta eccezione per la polarità degli altoparlanti posteriori che viene invertita rispetto agli altoparlanti frontali.

Questa posizione è contrassegnata sul pannello con la scritta «4 inverted phases stereo» ed ha lo scopo di trovare la condizione migliore d'ascolto in funzione dell'ambiente.

Per quanto riguarda il montaggio ricordiamo che ogni Kit è corredato da una particolareggiata descrizione unitamente a numerosi disegni esplicativi.

I circuiti stampati dell'UK 187 in particolare, sono identici a quelli presentati sul n. 10 nella descrizione relativa all'UK 185.

La figura 2 illustra l'apparecchio a cablaggio quasi ultimato e mette in evidenza la razionale disposizione dell'intero circuito.

Prezzo netto imposto L. 73.000



ALIMENTATORE STABILIZZATO 4 ÷ 35 Vc.c. - 2,5 A

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensioni di uscita:

gamma 1	4 ÷ 11 Vc.c.
gamma 2	11 ÷ 20 Vc.c.
gamma 3	20 ÷ 29 Vc.c.
gamma 4	29 ÷ 35 Vc.c.

Massima corrente di carico per tutta la gamma di tensioni: 2,5 A

Ripple (ondulazione residua): 1mV

Stabilizzazione di tensione: 3%

Alimentazione: 117/125, 220/240 V - 50 ÷ 60 Hz

Transistori impiegati: 2N3055, 3xBSX46, BC107B

Diodi Zener impiegati, 1Z3,9T5, 1ZSA39 (1N4754)

Diodi impiegati: 2xBAY45, 10D1

SCR (tiristore) impiegato: IR106A

Raddrizzatori a ponte impiegati: 5B1, W005

Protezione contro i cortocircuiti ed i sovraccarichi.

Dimensioni: 290x150x124

Peso: gr. 5200

Con la scatola di montaggio UK 682, la AMTRON ha inteso mettere a disposizione della sua affezionata clientela un alimentatore, di classe veramente elevata, in grado di fornire con continuità, in quattro sotto gamme, delle tensioni di uscita comprese fra 4 Vc.c. e 35 Vc.c., erogando una corrente di oltre 2,5 A.

L'UK 682 ha inoltre il pregio di essere protetto efficacemente contro i corto circuiti ed i sovraccarichi.

La presenza di un alimentatore stabilizzato che consenta di avere a disposizione una vasta gamma di tensioni continue, perfettamente stabilizzate, è indispensabile tanto nel laboratorio del tecnico professionista quanto in quello del dilettante.

Un alimentatore di questo genere, inoltre, può talvolta essere impiegato per alimentare degli apparecchi in non perfetta efficienza, fatto questo che si verifica frequentemente nei laboratori dei radioteleriparatori, e per questa ragione deve essere provvisto di un ottimo circuito che lo protegga da eventuali cortocircuiti e sovraccarichi.

L'UK 682 della AMTRON soddisfa per l'appunto ad entrambe le suddette esigenze essendo in grado di fornire delle tensioni perfettamente stabilizzate comprese fra 4 e 35 Vc.c., con le quali è possibile alimentare qualsiasi genere di apparecchio a transistori, ed essendo provvisto di un efficiente circuito elettronico per la protezione contro i corto circuiti ed i sovraccarichi.

Uno strumento indicatore permette altresì di avere l'indicazione della tensione di uscita e della corrente assorbita. Le due letture sono possibili mediante un deviatore il cui comando è disposto sul pannello frontale.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato UK 682 è illustrato in figura 1.

La sezione d'ingresso dell'alimentatore è costituita dal trasformatore di alimentazione il cui primario è provvisto di prese per l'alimentazione a 117/125 e 220/240 Vc.a., inseribili mediante un commutatore e del fusibile da 0,8 A.

L'avvolgimento secondario, a sua volta, dispone di prese a 17 V, 25 V, 32 V e 40 V, mentre un altro avvolgimento secondario, di cui parleremo successivamente, fornisce una tensione alternata di 8 V.

La commutazione delle prese dell'avvolgimento secondario viene effettuata contemporaneamente alla commutazione del partitore di uscita che fissa come segue i limiti di ciascuna gamma: 4 ÷ 11 V, 11 ÷ 20 V, 20 ÷ 29 V e

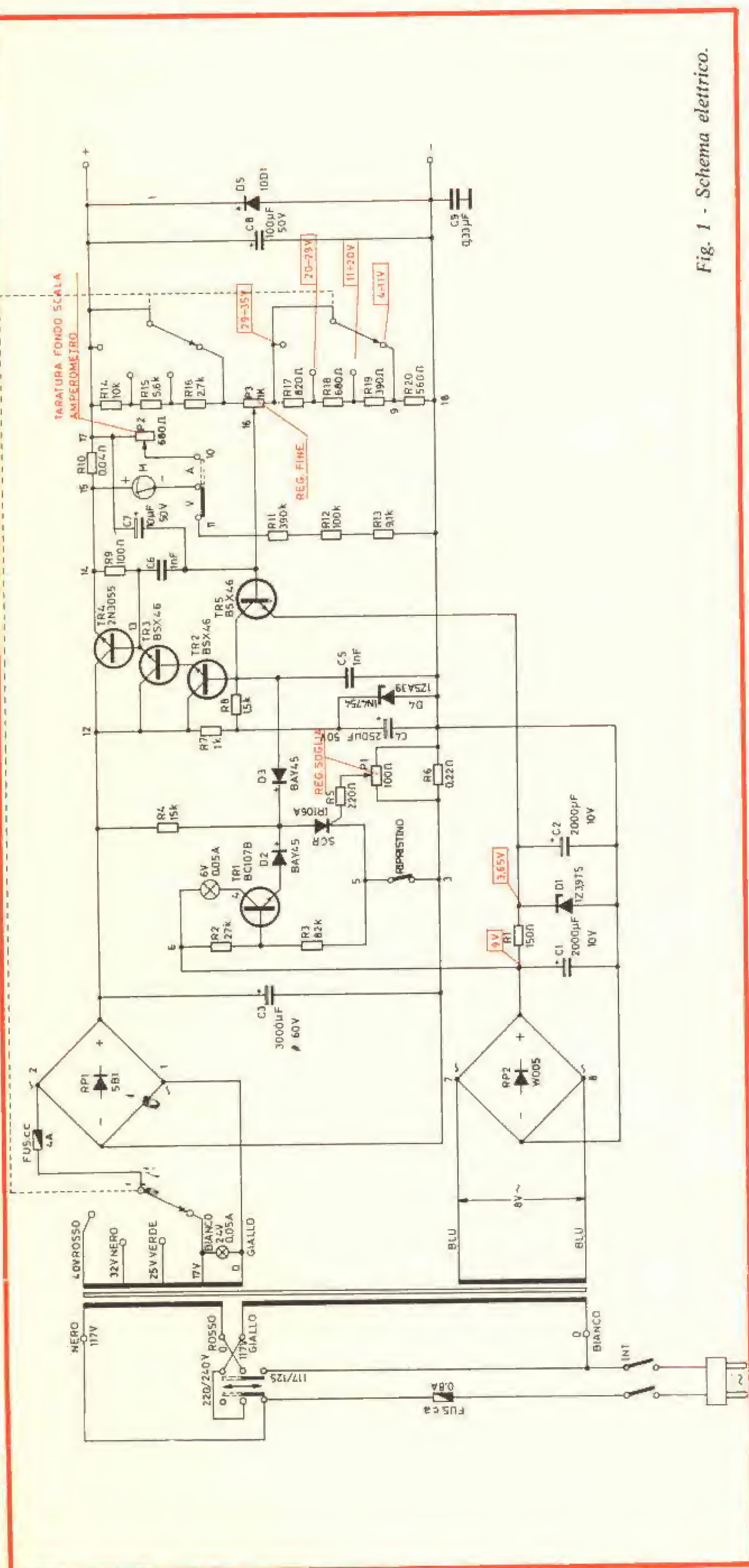


Fig. 1 - Schema elettrico.

29 ÷ 35 V. Questa operazione si effettua mediante un commutatore a due sezioni 4 posizioni la cui manopola è anch'essa fissata al pannello anteriore (range).

Si è preferito ricorrere alla ripartizione delle tensioni di uscita del secondario del trasformatore di alimentazione, in relazione all'ampiezza della gamma di tensione ed in modo da limitare il più possibile la dissipazione del transistore TR4, 2N3055.

La tensione fornita dal secondario del trasformatore viene raddrizzata mediante il ponte RP1, del tipo 5B1, che fornisce una tensione pulsante livellata dal condensatore elettrolitico ad alta capacità (3000 μF) C3. Fra il secondario ed il ponte è inserito un fusibile da 4 A.

La sezione che provvede a stabilizzare la tensione è costituita dal transistore TR5, BSX46, che funge da amplificatore e dai transistori TR2, BSX46, TR3, BSX46 e TR4, 2N3055 che, in pratica, costituiscono un triplo circuito Darlington.

Precisiamo che un circuito Darlington consiste in due o più circuiti collegati fra loro in cascata con collettore comune.

Il diodo Zener D1, 1Z3,9T5, la cui tensione di alimentazione viene fornita dall'altro secondario del trasformatore (8 Vc.a.) e che viene rettificata dal ponte RP2 e livellata dai due condensatori elettrolitici C1 e C2 da 2000 μF ciascuno, fornisce al circuito di emettitore del transistore TR5 la tensione di riferimento.

Per spiegare come avvenga il funzionamento della sezione stabilizzatrice ammettiamo che la tensione di uscita, per un motivo qualsiasi, sia soggetta ad una diminuzione. Tale variazione di tensione si ripercuoterà naturalmente sulla tensione di polarizzazione di base del transistore TR5, BSX46 e, tramite il suo circuito di collettore, anche alla base del transistore TR2, BSX46.

La variazione di tensione di base di TR2 a sua volta produrrà un aumento della polarizzazione del suo emettitore ed anche un aumento della polarizzazione di emettitore dei transistori TR3 e TR4 in relazione alle loro caratteristiche amplificatrici.

Naturalmente anche sull'emettitore del transistore TR4, 2N3055, che fa parte del circuito Darlington, si avrà un aumento di tensione che andrà a compensare immediatamente la ipotetica diminuzione di tensione che avevamo ammesso all'inizio del nostro ragionamento.

Il circuito che serve di protezione per i cortocircuiti, o gli eventuali sovraccarichi, è essenzialmente costituito dallo SCR (tiristore) IR 106A.

Come è noto un tiristore non è altro che un diodo controllato che ha la caratteristica di possedere una elevata resistenza fra catodo ed anodo quando è bloccato, resistenza che diminuisce notevolmente se esso viene portato in conduzione.

Fig. 2 - Vista d'insieme dell'alimentatore aperto.

Lo stato di conduzione si verifica quando la tensione del gate è sufficiente a fare innescare l'SCR. Nel circuito in questione questa tensione di innesco può essere fissata a piacere regolando il trimmer potenziometrico P1 da 100 Ω. Essa normalmente si regola in modo da conseguire l'innesco quando il carico supera i 2,5 A (valore massimo ammesso per l'UK 682).

Non appena l'SCR entra in conduzione si manifesta una brusca diminuzione di tensione sul suo anodo che, tramite il diodo D3, BAY45, va ad interessare la base del transistore TR2 e che pertanto interdice tutta la catena del circuito Darlington in modo che in uscita non si ha alcuna tensione.

Il diodo D2, BAY45, che a sua volta fa capo all'SCR, quando quest'ultimo è in conduzione, fornisce all'emettitore del transistore TR1, BC107B, un potenziale tale da portarlo in conduzione determinando l'accensione della lampadina da 6 V che è inserita nel suo circuito di collettore ed il cui compito è per l'appunto quello di segnalare che si è verificato un cortocircuito oppure un certo sovraccarico.

Non appena si sarà provveduto ad eliminare le cause del corto circuito o del sovraccarico, il circuito potrà essere riportato nelle normali condizioni di funzionamento premendo il pulsante «ripristino» (reset) mediante il quale si toglie momentaneamente la tensione all'SCR riportandolo nelle condizioni di interdizione, permettendo così all'alimentatore di erogare normalmente la tensione di uscita.

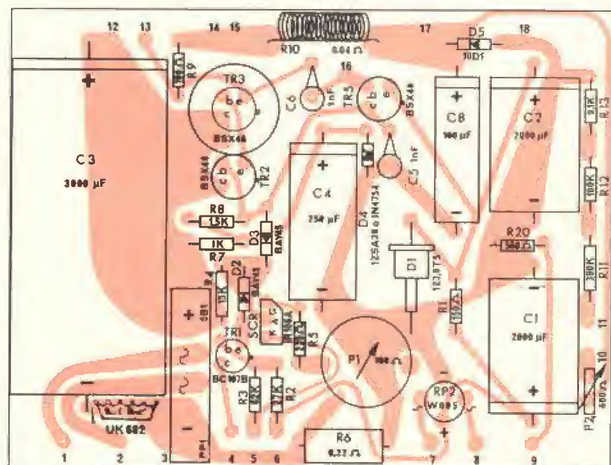


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

MONTAGGIO DELL'UK 682

Per effettuare in modo ortodosso il montaggio dell'alimentatore stabilizzato UK 682 è indispensabile seguire scrupolosamente le istruzioni che sono riportate nell'opuscolo allegato al kit.

Prezzo netto imposto L. 29.000





UK 820

OROLOGIO DIGITALE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di rete: 117 o 234 V ± 10%

Potenza assorbita: 10 W

Tensione di uscita dall'alimentatore: +5 V per gli integrati, +200 V per l'accensione dei tubi indicatori (Nixie), 180 V c.a. per il generatore d'impulsi.

Circuiti integrati impiegati: 5x7441 - 7x7490 - 2x7400 - 1x7473 -

Transistori impiegati: 2xBSF99 - BC107

Regolatore di tensione impiegato: L005T1

Diodi impiegati: 2x1N914 - 10D4

Ponte raddrizzatore impiegato: W 005

Tubi Nixie impiegati: 6xZM 1334 K

Indicazioni: ore, minuti, secondi

Dimensioni: 90 x 177 x 163 mm



L'Amtron è lieta di iniziare, con questo orologio elettronico digitale, la presentazione di una serie di scatole di montaggio impieganti i più moderni dispositivi elettronici: i circuiti integrati digitali o a logica binaria.

All'UK 820, infatti, faranno seguito altri modelli di orologi e sveglie digitali, frequenzimetri e voltmetri sempre digitali, fino a giungere alla realizzazione più complessa di un piccolo calcolatore, capace di eseguire le quattro operazioni con numeri interi e decimali ad otto cifre.

Al momento di redigere queste note di commento ci si è posto un problema non facile da risolvere: iniziare, spiegando in cosa consista la logica binaria e quali siano le sue leggi, per poi passare a descrivere il funzionamento dei vari tipi di integrati usati nel circuito; oppure optare per un altro modo di procedere di origine americana, chiamato «Black box» o «Scatola nera». Considerando poi che con il primo sistema avremmo riempito un centinaio di pagine, anche trattando l'argomento per sommi capi, abbiamo per forza di cose optato per il secondo, che più semplicemente considera le operazioni logiche eseguite dai vari blocchi del circuito, ignorando come gli stessi siano costituiti internamente e quale sia il loro funzionamento: da questo il nome di Black box, per indicare dei blocchi chiusi, con solo un ingresso ed una uscita, in cui è presente un segnale modificato, rispetto a quello in ingresso, in conformità alla funzione logica eseguita dal circuito.

Iniziamo pertanto rappresentando in **fig. 1** lo schema a blocchi del circuito, ed esaminando le operazioni eseguite dalle varie parti.

Il primo blocco è costituito dall'alimentatore che fornisce le tensioni necessarie al funzionamento del circuito ed anche gli impulsi a 50 Hz che comanderanno tutto l'orologio.

Riguardo alle tensioni continue richieste dal circuito, notiamo che i 200 V necessari alle nixie sono forniti da un normalissimo circuito raddrizzatore ad una semionda, come potete vedere dal circuito elettrico di **fig. 2**.

Mentre per ottenere i 5 V stabilizzati necessari ad alimentare tutti gli integrati abbiamo usato un recentissimo circuito stabilizzatore, integrato anch'esso: il tipo L005T1 della S.G.S. che, in un contenitore T03, raggruppa tutti i componenti di un circuito stabilizzatore di tensione ad altissima precisione. Con l'impie-

Un nuovo modo di leggere l'ora senza dover valutare la posizione delle lancette. L'orologio digitale permette la lettura immediata delle ore, dei minuti e dei secondi in modo da evitare qualsiasi errore di valutazione. La precisione è garantita dalla costanza della frequenza della rete elettrica. Il circuito utilizza modernissimi circuiti integrati per il trattamento delle informazioni in logica binaria che portano al risultato di indicare il trascorrere del tempo. I tubi indicatori sono del tipo a scarica in gas raro. La precisione è molto elevata (dell'ordine di qualche secondo al mese) e comunque non ottenibile con i normali orologi a bilanciere.

go di tale componente abbiamo potuto semplificare al massimo la parte alimentatrice di bassa tensione che nel suo complesso viene ad essere costituita, oltre che dall'L005T1 suddetto, solo dal raddrizzatore a ponte BRW005, dai condensatori di filtro elettrolitici C30 e C35 e dal condensatore ceramico C40 che abbiamo inserito nel circuito per evitare oscillazioni di alta frequenza, che potrebbero far scattare a caso i circuiti contatori.

Sempre per scongiurare tale pericolo sono previsti all'ingresso del trasformatore T1 dei filtri costituiti dalle impedenze Z1 e Z2 e dai condensatori C5, C10, C15, C20 che hanno il compito di impedire che eventuali disturbi di rete, prodotti dal funzionamento di motori o dall'azionamento di interruttori, giungano ai contatori.

Infine dal secondario a 180 V del trasformatore vengono prelevati anche gli impulsi a 50 Hz necessari, come abbiamo detto prima, al regolare avanzamento dell'orologio.

Il blocco divisore per 50 è costituito da due integrati del tipo 7490, detti decadi di conteggio, la cui funzione logica è di dividere per 10 la frequenza dei segnali in ingresso. In particolare, essi sono internamente costituiti da un divisore per 5 e da uno per 2, che in totale operano appunto la divisione per 10 suddetta.

C'è però la possibilità di ottenere che i due divisori suddetti lavorino indipendentemente, se è necessario, come nel nostro caso, ottenere una divisione per 5. Infatti, dallo schema elettrico di **fig. 2,**

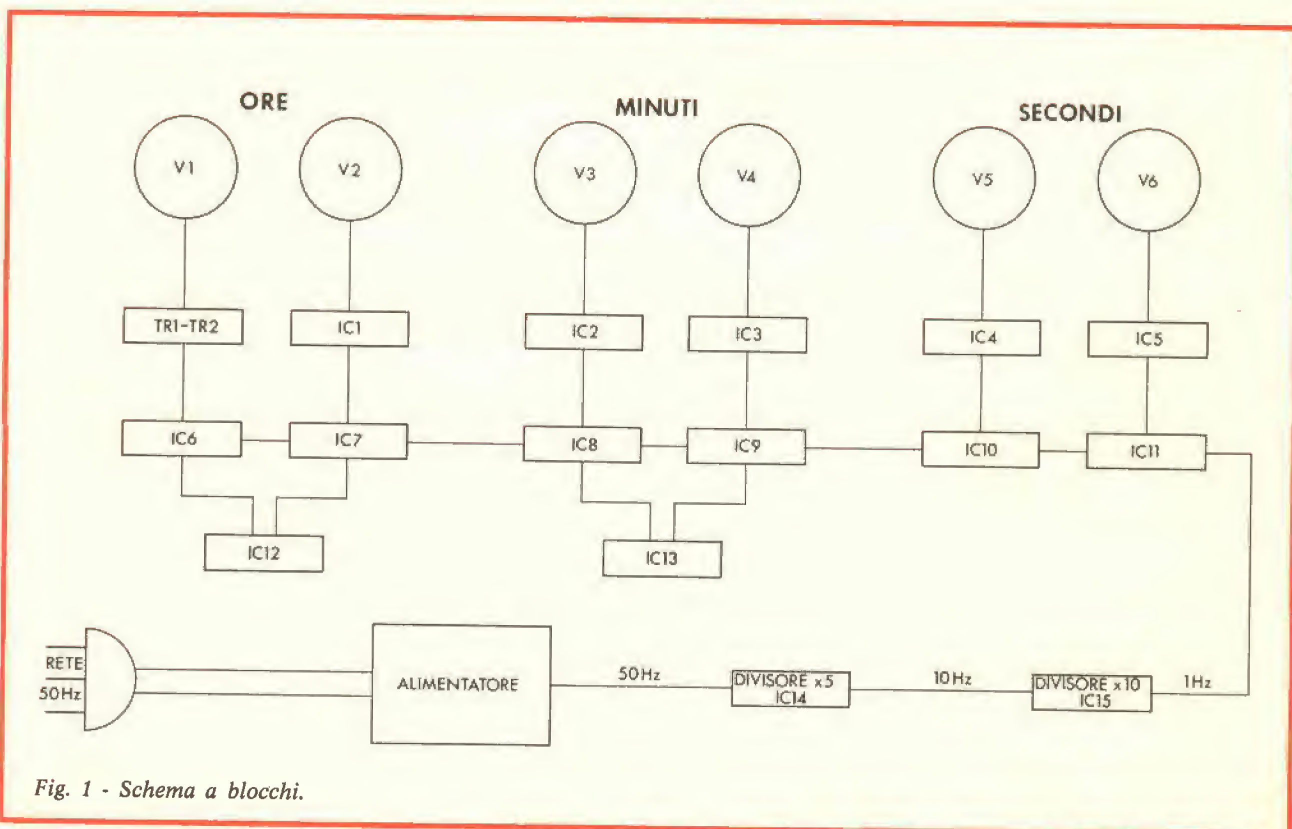


Fig. 1 - Schema a blocchi.

Fig. 2 - Schema elettrico.

notiamo che l'IC14 è stato usato proprio come divisore per 5. Infatti, gli impulsi a 50 Hz sono applicati al piedino 1, che corrisponde internamente all'ingresso del divisore per 5.

L'uscita, che viene quindi inviata allo IC15, è al piedino 11, che corrisponde al terminale di uscita del divisore per 5 suddetto. Avremo quindi che in uscita all'IC14 avremo un segnale di frequenza pari a 10 Hz (50 : 5 = 10 Hz) mentre la sezione del divisore per 2 resterà inutilizzata.

L'integrato IC15 invece viene adoperato per intero in quanto è necessario effettuare una divisione per 10 (10 : 10 = 1 Hz) per ottenere finalmente il segnale ad 1 Hz. Per questo il piedino 11 è collegato esternamente al 14, mentre il terminale di uscita in questo caso è il 12 che viene collegato al circuito contatore vero e proprio.

I filtri di ingresso, il trasformatore T1, gli alimentatori di bassa ed alta tensione, sono contenuti in un'unica basetta, come è visibile dagli schemi pratici di montaggio. Il circuito squadratore, i divisori per 50, il circuito contatore e le valvoline nixie di visualizzazione sono invece contenuti in una seconda basetta di circuito stampato a doppia faccia, che ci ha permesso di racchiudere in uno spazio veramente ridotto ben 15 circuiti integrati, 4 transistori e 6 valvoline nixie.

Prima di passare all'esame del circuito contatore, vediamo di spiegarci in breve il meccanismo di avanzamento delle cifre, anche per comprendere meglio le operazioni logiche svolte dai vari integrati. Teniamo presente che il nostro orologio deve essere in grado di contare le ore, minuti e secondi, fino alle 23. 59' 59", per passare quindi a 00. 00'. 00" in corrispondenza delle ore 24, e riprendere nuovamente il conteggio. Avremo pertanto bisogno innanzi tutto di 6 contatori, per quante sono le cifre da rappresentare.

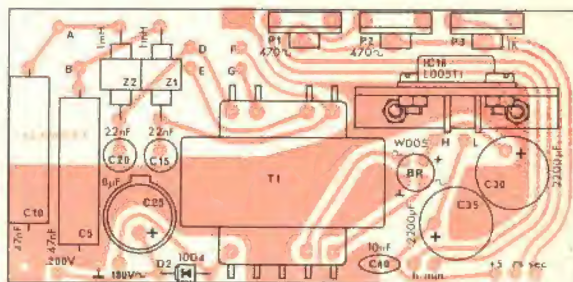


Fig. 3 - Serigrafia del C.S. relativo alla parte alimentazione.

In particolare, considerando per ora le due cifre dei secondi avremo bisogno di un contatore o divisore per 10, in corrispondenza della cifra delle unità dei secondi, e di un contatore o divisore per 6 in corrispondenza delle decine.

Tali contatori sono proprio gli integrati IC11 ed IC10: il loro funzionamento in conformità di quanto sopra è facilmente spiegabile. Consideriamo innanzi tutto il susseguirsi delle cifre dei secondi in un normale orologio. Partendo dalla posizione di 00 secondi avremo che al primo impulso del bilanciere (o della base dei tempi nel nostro caso), l'orologio segnerà 01 secondi e così via fino a 09 secondi, quando la cifra delle unità si azzera mentre quella delle decine segna il numero 1, per cui avremo 10 secondi.

Analogamente si avranno 20, 30, 40 50 secondi, fino al momento in cui da 59 secondi si passerà a 1 minuto e 00 secondi: ovvero le cifre dei secondi si azzerano, fornendo contemporaneamente un impulso di avanzamento alla cifra delle unità dei minuti.

Tenendo presente quanto sopra ed anche quanto detto a proposito del circuito divisore per 50, comprenderemo facilmente il funzionamento di questa prima parte di circuito, che come vedremo è del tutto eguale a quella relativa ai minuti.

Il circuito formato da IC10 ed IC11 deve in pratica essere un divisore per 60 ed in particolare IC11 sarà un divisore per 10 in grado di contare le unità dei secondi da 0 a 9, mentre IC10 sarà un divisore per 6 che conterà gli impulsi forniti da IC11 ogni 10 secondi.

Passando allo schema elettrico notiamo infatti che IC11 è collegato in maniera simile ad IC15: l'unica differenza consiste nel fatto che si è preferito operare prima la divisione per 2 e quindi quella per 5.

Un'altra differenza fra IC11 e IC15 consiste nella presenza di 4 uscite in corrispondenza dei piedini 8, 9, 11, 12, che risultano collegati ad IC5. Questi terminali rendono possibile la visualizzazione del conteggio che viene effettuato all'interno dell'integrato.

Ovviamente in IC14 ed IC15 essi sono rimasti inutilizzati in quanto non ci interessava visualizzare i decimi ed i cinquantesimi di secondo, mentre nei contatori delle ore, minuti e secondi questi terminali di visualizzazione vengono collegati ad integrati del tipo 7441 detti «decodificatori».

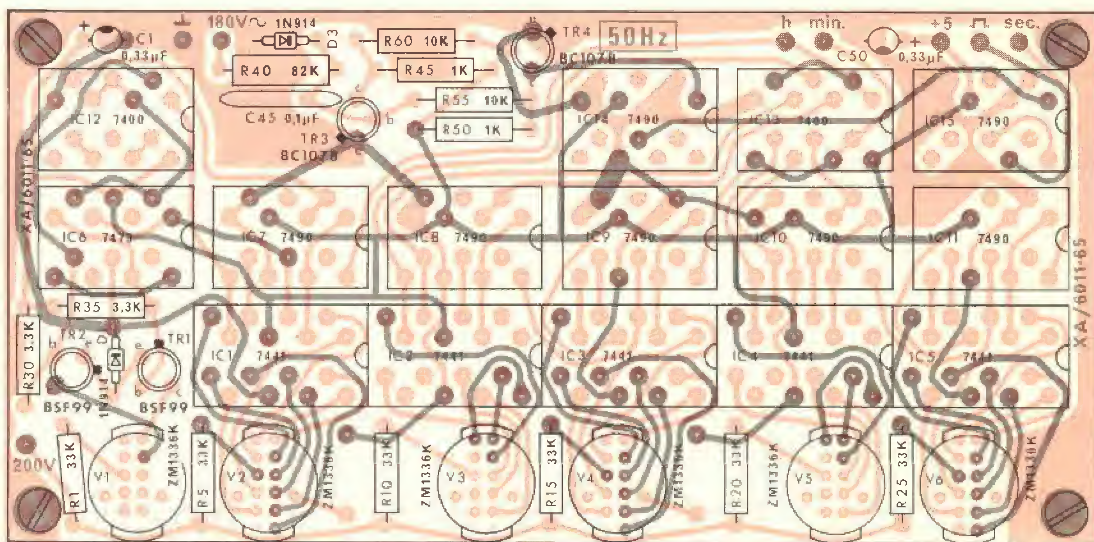


Fig. 4 - Serigrafia del C.S. relativo alla parte orologio digitale.

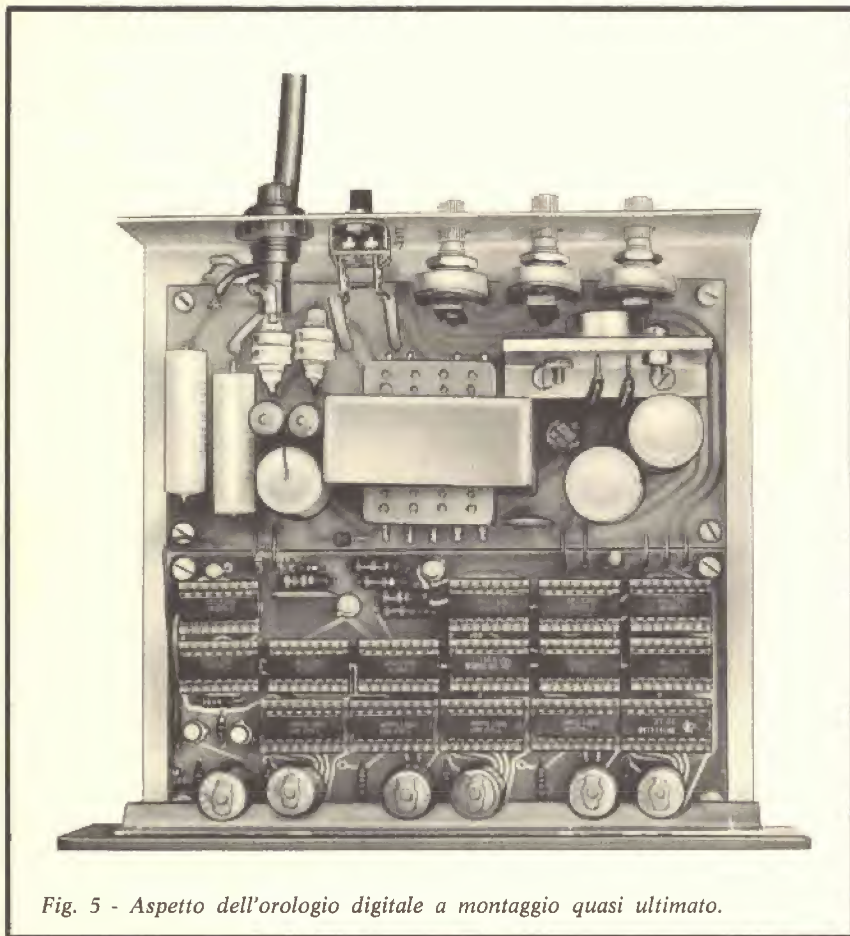


Fig. 5 - Aspetto dell'orologio digitale a montaggio quasi ultimato.

Essi svolgono il compito di decodificare gli impulsi presenti sui terminali di cui sopra, dal codice binario a quello decimale, e quindi comandano le cifre delle nixie. In definitiva man mano che al piedino di ingresso 14 dell'integrato IC11 giungono gli impulsi ad 1 Hz, esso li conta e contemporaneamente sulla nixie V6 leggeremo i numeri dallo 0 al 9.

Giunti al decimo impulso in entrata, la nixie suddetta tornerà a zero in corrispondenza dell'azzerarsi di IC11, mentre sul terminale di entrata di IC10 sarà presente un impulso di riporto e la V5 segnerà il numero uno: in definitiva, dopo il 9 leggeremo ovviamente 10.

Il conteggio di IC10 avverrà egualmente ad IC11, salvo per il fatto che in esso fermeremo il conteggio a 5 in modo da leggere al massimo 59 secondi, per passare quindi, sempre tramite gli impulsi di riporto, a leggere 01 minuti e 00 secondi.

Per ottenere questo si sfruttano altri due terminali dell'integrato, detti di «reset» per mezzo dei quali è possibile in qualsiasi momento riportare a zero il contatore e fargli ricominciare il conteggio.

Tali terminali corrispondono ai piedini 2 e 3; per ottenere quanto sopra è sufficiente che tali terminali, normalmente collegati a massa durante il conteggio, vengano, anche per un istante «sollevati da massa», ovvero collegati ai + 5 V.

Tale operazione è affidata ad una delle «porte logiche» contenute in IC13. Come vedete dallo schema elettrico infatti, i piedini 9 e 10 di IC13 sono collegati agli 8 e 9 di IC10, mentre l'11 è collegato appunto ai piedini 2 e 3 suddetti, uniti tra di loro. Tralasciando, come detto all'inizio, di spiegarvi in dettaglio il funzionamento di queste porte, vediamo come avvenga tale operazione di «resettaggio».

In corrispondenza del 6° impulso di riporto, presente al suo ingresso, l'integrato IC10 dovrebbe immagazzinarlo e trasferire ad IC4 gli impulsi di visualizzazione, in modo da leggere su V5 e V6 il numero 60, dopo il 59. In realtà noi vogliamo, come detto sopra, che dopo il 59 si legga 00.

Tenendo presente che in corrispondenza del numero 6 gli impulsi di visualizzazione sono presenti sui terminali 8 e 9 di IC10, noi vi abbiamo collegato la porta logica di IC13, in modo che, nell'istante in cui dovremmo leggere il numero 60, avviene l'azzeramento di IC10 medesimo, che contemporaneamente manda un impulso ad IC9, e leggiamo appunto 01 minuti e 00 secondi, come volevamo.

Il funzionamento della parte contatrice dei minuti è identica ovviamente a quella dei secondi, dovendo anch'essa contare fino a 59 minuti. In corrispondenza di 59 minuti e 59 secondi si ha contemporaneamente l'azzeramento di IC8 ed IC10, ed un impulso di riporto all'ingresso di IC7, per cui leggeremo: 01 ore, 00 minuti, 00 secondi.

Riguardo ad IC6 c'è da dire che, dovendo il conteggio delle decine delle ore, essere necessariamente limitato ai numeri 1 e 2 abbiamo, per ragioni di economia, usato un contatore a 2 e per lo stesso motivo abbiamo preferito usare una decodifica a transistori, costituita da TR1, TR2 e dai componenti ad essi relativi.

Dunque il conteggio proseguirà normalmente fino alle ore 23, 59 minuti e 59 secondi. In tale istante, se esso proseguisse normalmente, avremmo erroneamente 24 ore, quindi 25, e così fino a 29, quando il contatore a due delle decine si azzererebbe normalmente. E' chiaro invece che il conteggio deve azzerarsi alla mezzanotte, per riprendere con le ore 01, 02 e così via.

Per ottenere questo, penso lo abbiate già intuito dallo schema elettrico, abbiamo usato un'altra porta logica IC12, che in corrispondenza dell'orario suddetto, azzera IC6 ed IC7 tramite i loro terminali di reset, mentre all'azzeramento di IC8 ed IC10 ci pensano le porte di IC13.

Solo con questi accorgimenti abbiamo che dopo le ore 23, 59 minuti e 59 secondi, leggiamo 00 ore, 00 minuti, 00 secondi, in corrispondenza della mezzanotte, per poi riprendere il conteggio delle ore di un altro giorno.

Per terminare l'analisi dello schema elettrico, spieghiamo la funzione dei trimmer P1, P2, P3. Essi servono semplicemente a porre in orario l'orologio: per mezzo di essi infatti è possibile inviare gli impulsi ad 1 Hz, oltre che ad IC11, come nel normale funzionamento, anche ad IC9 ed IC7, ottenendo un avanzamento rispettivamente di 1 minuto e di 1 ora ad ogni impulso, cioè ogni secondo. Più avanti vi spiegheremo quali sono le semplici operazioni per la messa a punto dell'ora.

OPERAZIONI DI MONTAGGIO

Come sempre le scatole di montaggio sono corredate da chiarissimi disegni e viste serigrafiche dei circuiti stampati.

Prezzo netto imposto L. 37.500

OSCILLATORI E FILTRI

CON CONTROLLO DI FREQUENZA A VARIAZIONE RESISTIVA SEMPLICE

a cura di L. BIANCOLI

Nella pratica di laboratorio, come già abbiamo affermato in una precedente occasione, accade sovente di dover disporre di una sorgente di segnale permanente o provvisoria, per eseguire misure, per provare circuiti, ecc. Oltre a ciò, accade altrettanto spesso di dover allestire un filtro in grado di sopprimere un segnale di determinata frequenza, oppure di consentire il passaggio di un'unica frequenza in un circuito reattivo, ecc. A tale riguardo, è di solito conveniente ricorrere all'impiego di circuiti il più possibile semplice e di facile realizzazione, come sono appunto quelli che descriviamo nel breve articolo che segue.

In linea di massima, il tipo di oscillatore di Bassa Frequenza a resistenza e capacità (ossia del tipo RC) più conveniente per impieghi generici è il cosiddetto generatore a ponte di Wien, basato sull'impiego di due transistori, con un guadagno caratteristico pari a 3. L'allestimento di un oscillatore di questo tipo implica però l'uso di un potenziometro doppio con comando in «tandem», oppure di un doppio condensatore variabile, per ottenere la variazione di frequenza.

L'alternativa costituita dall'oscillatore denominato «Dippy» viene usata assai di rado per ottenere la produzione di segnali a frequenza variabile, in quanto impone l'impiego di un dispositivo di controllo — sempre in «tandem» — costituito però da tre sezioni anziché da due.

Conferendo ai componenti capacitivi ed a quelli resistivi il medesimo valore, questo circuito impone anche un guadagno pari a 29, come risulta evidente nella maggior parte dei casi in cui si usano delle matrici.

In particolari circostanze, è invece più conveniente disporre della possibilità di variare la frequenza del segnale prodotto da un generatore mediante un comando di tipo semplice, costituito preferibilmente da un unico resistore (commutabile), nel qual caso si ottiene la produzione di segnali a frequenza fissa, oppure da un unico potenziometro, nel qual caso la variazione di frequenza avviene entro una determinata gamma, senza soluzione di continuità.

Sotto questo punto di vista, il circuito più semplice è quello che illustriamo alla **figura 1,** rilevato da una nota apparsa su Electronic Components. Per questo circuito, lo unico problema risiede nel fatto che occorre aggiungere un dispositivo per la modifica o comunque la correzione della forma d'onda, specie se si desidera ottenere un segnale avente una buona forma d'onda sinusoidale, oppure una forma d'onda quadra il più possibile regolare.

Il circuito può essere usato con notevoli vantaggi per la costruzione di strumenti musicali a tastiera, nel qual caso ogni singolo generatore risulta in grado di produrre un'unica nota fondamentale alla volta.

Un ulteriore vantaggio deriva dalla necessità di impiegare una sola resistenza per ciascun tasto, per ottenere la frequenza voluta, la quale resistenza può essere inserita nel circuito mediante la semplice pressione sul tasto corrispondente, mentre non si ottiene alcun segnale quando nessun tasto viene azionato: ne deriva che viene evitata la necessità di impiego di uno di quei ben noti dispositivi che servono per ottenere il silenziamento.

Con l'uso di questo circuito, risulta assai facile — inoltre — allestire una tastiera a pedali per un

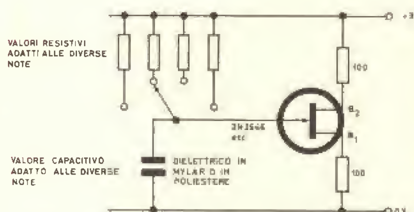


Fig. 1 - Circuito elementare impiegante un unico transistore a giunzione singola, per la produzione di segnali a frequenza acustica variabile, attraverso la commutazione di semplici valori resistivi, oppure mediante l'impiego di un solo potenziometro: in questo secondo caso, la variazione di frequenza avviene senza soluzione di continuità.

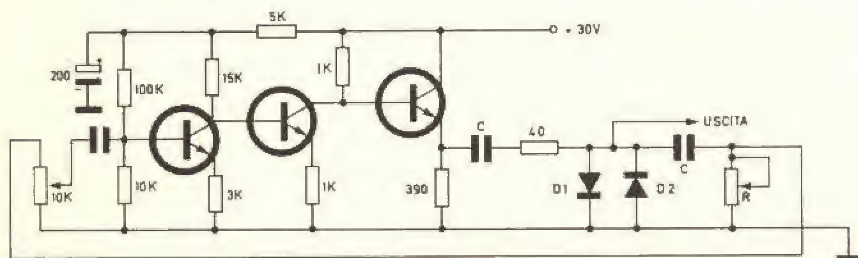


Fig. 2 - Circuito per la produzione di segnali a frequenza acustica del tipo differenziatore a «Clipper», impiegante tre transistori di tipo bipolare.

organo elettronico, soprattutto con maggiore economia rispetto ai sistemi che impiegano un oscillatore separato per ciascuna nota, oppure dodici oscillatori seguiti ciascuno da divisori di frequenza, per ottenere le ottave inferiori.

Una seconda alternativa, attraverso la quale è possibile ottenere la produzione di segnali aventi una forma quadra o rettangolare soddisfacente, e per giunta a frequenza variabile, è quella illustrata alla **figura 2,** il cui circuito è stato ideato da Sen Mukherjee, impiegante tre transistori di tipo bipolare. In questo caso specifico, tuttavia, per tradurre in pratica l'applicazione precedentemente citata a titolo di esempio, sarebbe necessario aggiungere un sistema separato di silenziamento, che impedisce la produzione di qualsiasi segnale quando nessun tasto viene azionato; un dispositivo di silenziamento di questo genere potrebbe essere costituito ad esempio da una fotocellula che venga eccitata da una lampadina, in modo da ottenere una variazione resistiva ogni qualvolta un tasto viene abbassato, tale da consentire il proseguimento del segnale attraverso gli stadi di amplificazione, oppure dall'impiego di contatti supplementari, in grado di cortocircuitare il segnale in un punto conveniente del suo percorso.

In un articolo intitolato «Convertitori attivi di impedenza», pubblicato nel Dicembre del 1965 dalla Rivista Wireless World, l'Autore, F. Butler descrisse un altro interessante circuito, basato appunto sullo impiego della conversione di impedenza, facente uso di due transistori e di un'induttanza, in aggiunta al potenziometro per il controllo della frequenza, come quello visibile alla **figura 3.** Sfruttando il medesimo principio, è naturalmente possibile estendere le prestazioni di questo circuito, a seconda delle esigenze del costruttore.

Sebbene nessuno dei circuiti testé citati presenti la semplicità tipica di quello illustrato alla figura 1, occorre aggiungere che l'oscillatore a ponte di Wien modificato, così come risulta alla **figura 4,** ideato da Hall, e descritto anni orsono sulla Rivista IRE, in un articolo intitolato «Circuiti RC con controllo di frequenza a resistore semplice», impiega un unico comando potenziometrico per ottenere la variazione di frequenza: oltre a questo importante vantaggio, è bene precisare che l'ampiezza in corrispondenza dei picchi del segnale di uscita fornito da questo circuito è indipendente dalla posizione del cursore del potenziometro. Ciò significa — in altre parole — che l'ampiezza dei segnali prodotti rimane sostanzialmente stabile col variare della frequenza, nonostante le variazioni resistive che si verificano nel circuito oscillatore modificando a seconda delle esigenze la posizione del potenziometro che la controlla.

Confrontando quest'ultimo circuito con quello di figura 1, si può intuire che esso presenta il vantaggio di produrre direttamente un segnale di forma d'onda sinusoidale, ma anche questo sistema impone l'impiego di un dispositivo di silenziamento, per l'applicazione particolare alla quale abbiamo fatto precedentemente riferimento.

Per quanto riguarda l'argomento del quale ci stiamo occupando, sotto il profilo della semplicità, è bene citare anche i filtri di soppressione di tipo sintonizzabile, controllati da un unico potenziometro o da una unica resistenza commutabile, in quanto questi circuiti possono essere usati per l'allestimento di generatori di segnali inserendoli nella rete di reazione rigenerativa, grazie alla possibilità che essi aggiungono di ottenere effetti selettivi. La loro presenza è inoltre utile anche nei circuiti di controreazione, per ottenere la retrocessione di una parte del segnale prodotto rispetto ad una parte del segnale prodotto rispetto ad una sola frequenza (quella di sintonia) agli effetti del miglioramento della forma d'onda.

Sotto questo aspetto, il circuito di neutralizzazione di tipo sintonizzabile, ideato da Hall, è quello che qui illustriamo alla **figura 5.** Nei suoi confronti, è bene precisare che

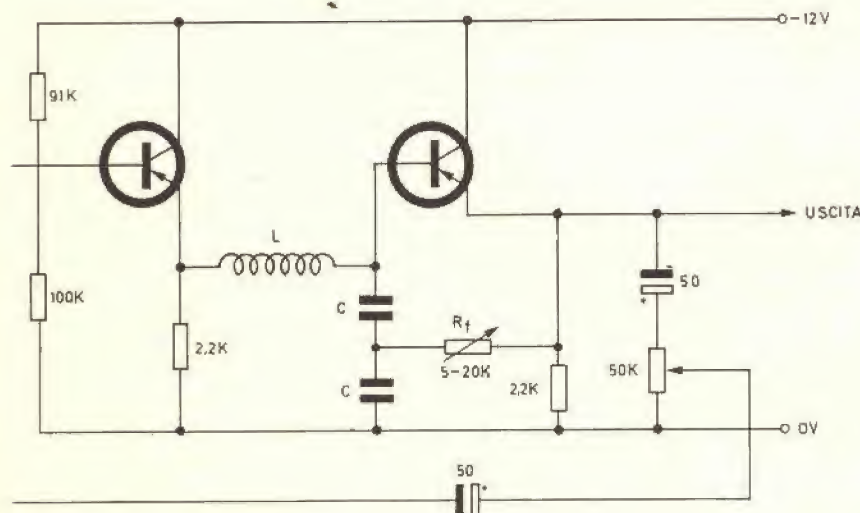


Fig. 3 - Circuito elettrico classico dell'oscillatore Butler, nel quale la sintonia può essere ottenuta su frequenze comprese in questo caso tra 5 Hz e 20 kHz, mediante la semplice regolazione di un'unica resistenza, contrassegnata R_f.

— analogamente a quanto si è detto a proposito del circuito a ponte di Wien modificato — ne esiste una seconda versione, impiegante un condensatore variabile differenziale anziché un potenziometro.

Il circuito illustrato infine alla **figura 6** consiste invece in un filtro sintonizzabile a «T» in parallelo, che viene attribuito ad Andreev. A tale riguardo, occorre rilevare che i circuiti di figura 5 e di figura 6 denotano una variazione nella cosiddetta perdita di inserimento, agli effetti della selettività e della simmetria del segnale prodotto, quando si fa variare il valore di neutralizzazione.

Per concludere, a seconda della natura dell'applicazione che si intende realizzare, occorre tenere nella dovuta considerazione i seguenti dati:

A) La gamma delle frequenze necessarie.

B) Le caratteristiche di forma d'onda e di stabilità dell'ampiezza, ecc.: in altre parole, le caratteristiche dinamiche del segnale che viene prodotto.

C) Le eventuali complicazioni di struttura circuitale e di costo (con l'aumentare del numero dei componenti necessari), tenendo conto anche del costo derivante dalla necessità di impiego di circuiti supplementari, come ad esempio quello con cui si ottiene il silenziamento, oppure quello utile per la correzione della forma d'onda, ecc.

Per quanto riguarda l'applicazione particolare relativa all'allestimento di una tastiera per organo elettronico, la gamma delle frequenze necessarie è solitamente compresa tra un minimo di 65 Hz ed un massimo di 392 Hz, con variazione di tono ad «8 pedali», sebbene risulterebbe più conveniente la realizzazione funzionante con «4 pedali», di frequenza compresa tra 131 Hz e 784 Hz, per ottenere una maggiore stabilità ed una maggiore convenienza, in quanto verrebbero usati soltanto due stadi con relativi divisori «x 2».

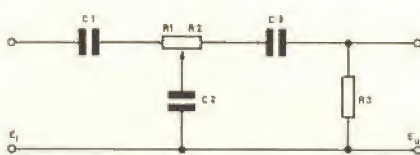


Fig. 4 - Modifica di Hall al circuito detto a ponte di Wien.

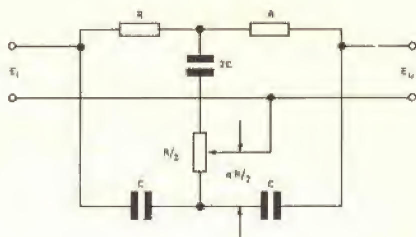


Fig. 5 - Esempio di circuito di neutralizzazione a «T» di tipo sintonizzabile, ideato da Hall.

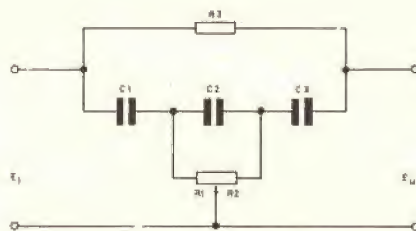


Fig. 6 - Altro esempio di circuito di neutralizzazione sintonizzabile detto a «T» in parallelo, probabilmente dovuto ad Andreev.

In tal modo, sarebbe possibile ottenere le normali sequenze di 16, 8 e 4 «pedali» il che sarebbe più che sufficiente, unitamente alla disponibilità dei filtri, agli effetti dell'economia del dispositivo.

Per quanto riguarda la semplicità ed il minimo costo, è indubbiamente preferibile il circuito impiegante un solo transistore a giunzione singola, come quello illustrato alla figura 1, ma è del pari possibile ottenere risultati migliori con un amplificatore di tipo non invertente, sfruttando invece il circuito Hall, illustrato alla figura 4, che dovrebbe essere in tal caso inserito appunto lungo la rete di reazione.

Per evitare infine le difficoltà derivanti dal conferimento ad R3 di un valore troppo basso, se questo componente fa parte di un circuito convenzionale di polarizzazione del transistore bipolare che segue, occorre considerare che una parte del valore di R3 può essere costituito da un resistore in serie, munito di una presa intermedia facente capo appunto al circuito di polarizzazione; diversamente, se questo sistema determina un'attenuazione ancora eccessiva, è del pari possibile ricorrere all'impiego di un transistore ad effetto di campo.

Questo breve articolo, che può integrare convenientemente l'articolo precedentemente pubblicato in merito ai circuiti oscillatori a resistenza e capacità, potrà forse permettere ad alcuni Lettori di risolvere nel modo più economico possibile particolari problemi inerenti alla produzione ed alla regolazione di segnali a frequenza acustica.

NUOVI DISPOSITIVI PER LA SICUREZZA DELL'AUTOMOBILE

L'automobile «sicura» è un traguardo da raggiungere che impegna sempre più a fondo le industrie automobilistiche di tutto il mondo.

In questo difficile campo, l'automazione è in grado di offrire il proprio determinante contributo. La Divisione Scientifica della Honeywell, ad esempio, ha recentemente messo a punto un complesso sistema di strumentazione per rilevare, misurare e registrare tutti quei dati e le informazioni che scaturiscono dai test d'urto. Durante le prove, nelle quali le macchine vengono catapultate a differenti velocità, di fronte o di fianco, contro pareti od ostacoli vari, sono collocati a bordo speciali manichini per simulare il guidatore ed i passeggeri. Questi manichini, attrezzati con elementi sensibili all'urto, permettono la misura del grado di accelerazione o di decelerazione, delle sollecitazioni meccaniche, delle forze d'urto, degli impatti che avvengono in seguito all'incidente simulato. Terminali di misurazione sono collocati anche in varie parti della struttura della macchina.

schemi



a cura di I. MASON

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 AMPLIFICATORE SELETTIVO

In questo articolo prendiamo in considerazione le possibili applicazioni dell'amplificatore operazionale integrato TAA 861 il cui schema elettrico è illustrato in figura 1.

Gli amplificatori selettivi basati su un doppio filtro a T richiedono tolleranze molto strette dei componenti. Questo inconveniente viene superato mediante lo schema di fig. 2.

La frequenza passante fo è determinata dal filtro passa basso da C1 e dal filtro passa alto da C2.

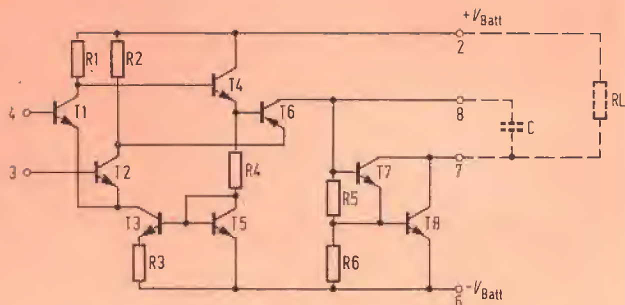


Fig. 1

Trascurando R e RG in parallelo su R2, la frequenza passante è determinata da:

$$fo = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R1\ C1}\ \frac{1}{R2\ C2}}\ Hz$$

Nella scelta di R1 bisogna tener presente che attraverso essa scorre la corrente continua dell'ingresso invertitore dell'amplificatore (terminale 4), pertanto valori troppo elevati spostano il punto di lavoro dello stadio finale dell'integrato; d'altra parte R1 deve essere elevata specialmente per le basse frequenze, onde avere piccole capacità. Un buon compromesso è possibile con il resistore R3 su cui la corrente dell'altro ingresso provoca una caduta di tensione quasi eguale.

Un buon valore medio sarà R1 $<$ 300 kΩ; con questo valore l'errore di tensione all'uscita (terminale 7) risulterà sotto lo 0,5 V.

L'amplificazione per la frequenza passante fo risulta:

$$A = -\frac{R1}{R}\ \frac{1}{C2/C1 + 1}$$

L'amplificazione e la frequenza passante sono regolabili indipendentemente l'una dall'altra. Prima si effettua la taratura della massima amplificazione «A» alla frequenza fo a mezzo del resistore R poi viene regolata esattamente fo con R2.

La tolleranza sui valori dei componenti non è critica.
Ponendo C1 = C2 l'amplificazione del circuito nell'esempio di fig. 2 risulta:

$$A = \frac{R1}{2R} = \frac{270}{2 \cdot 3,5} = 38,5 \text{ Volte } (\sim 32 \text{ dB})$$

e la frequenza passante fo:

$$fo = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10^3}{270 \cdot 0,1} \; \frac{10^6}{0,1 \cdot 330}} = \sim 170 \text{ Hz}$$

DATI TECNICI			
Tensione di alimentazione	**Vs**	**±**	**10 V**
Frequenza passante	**fo**	**=**	**170 Hz**
Amplificazione a fo	**A**	**=**	**32 dB**
Larghezza di banda per A = 10 dB	**B**	**=**	**150 Hz**

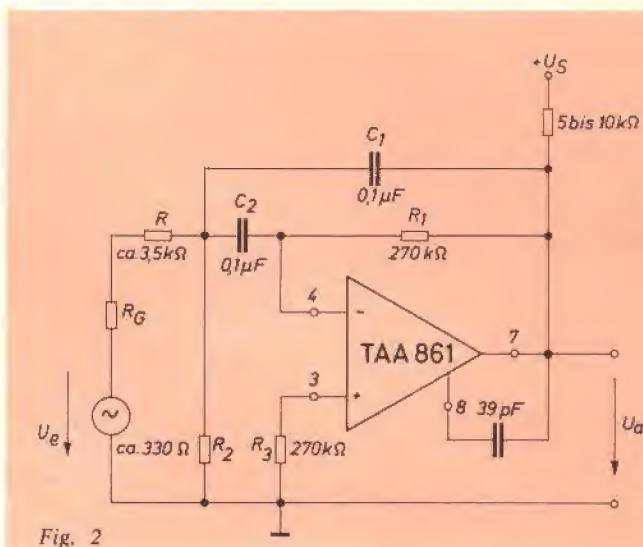


Fig. 2

2 GENERATORE SINUSOIDALE

La fig. 3 mostra lo schema di un oscillatore sinusoidale realizzato con l'amplificatore operazionale. L'oscillazione è prodotta con un circuito a ponte di Wien che accoppia sull'ingresso non invertitore (terminale 3) gran parte della tensione di uscita.

DATI TECNICI			
Tensione di alimentazione	**Vs**	**±**	**10 V**
Frequenza di oscillazione	**f**	**=**	**400 Hz**
Fattore di distorsione	**k**	**<**	**1%**

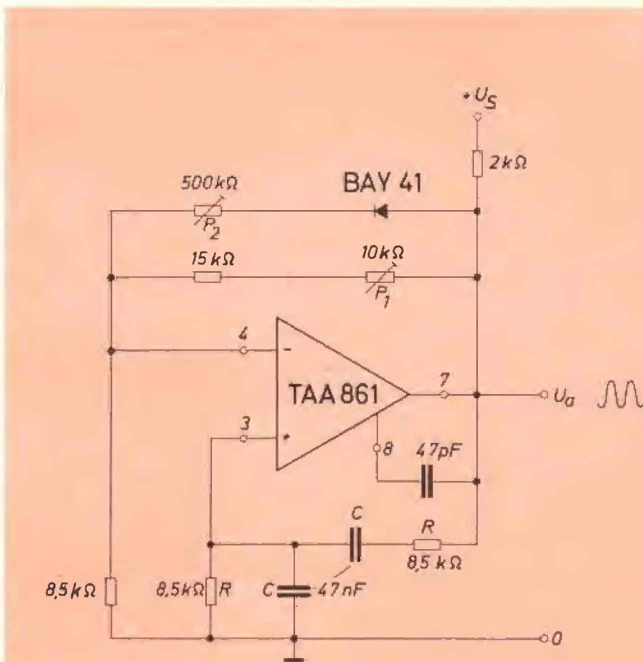


Fig. 3

Gli elementi RC del ponte: 8,5 kΩ e 47 nF, determinano la frequenza di risonanza

$$f = \frac{1}{2\pi \, RC}$$

e sostituendo i valori dell'esempio

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 8,5 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 400 \text{ Hz}$$

L'amplificazione del circuito deve essere sufficientemente elevata per ottenere una sicura oscillazione, si deve inoltre stabilizzare l'ampiezza dell'oscillazione in modo che non si scosti dalla curva sinusoidale. Questa si ottiene mediante la controreazione sull'ingresso invertitore (terminale 4). Il processo della stabilizzazione avviene dato che il diodo BAY 41 è bloccato durante l'oscillazione e l'amplificazione dipende dal rapporto del partitore (R pot. 1 + 15 kΩ): 8,5 kΩ. Per una sicura oscillazione questo rapporto deve essere maggiore di 3.

La taratura fine avviene con il trimmer P1.

Con l'aumento dell'ampiezza il diodo entra in conduzione e diminuisce l'amplificazione in modo che si crea una oscillazione stabile.

Il trimmer P2 permette la taratura dell'ampiezza.

3 OSCILLATORE MONOSTABILE

Un circuito monostabile realizzato con l'amplificatore operazionale è illustrato in fig. 4.

Nello stato di riposo l'uscita è a livello alto. All'ingresso invertitore (terminale 4) è presente, tramite il resistore R3 e il diodo BAY 63, una tensione di reazione di circa 650 mV.

All'ingresso non invertitore si trova attraverso il partitore R1:R2 una tensione di 800 mV, più positiva di quella all'ingresso invertitore; l'uscita dell'amplificatore rimane pertanto positiva.

Impulsi negativi all'ingresso E mettono in azione il monostabile e attraverso il condensatore di accoppiamento da 10 nF si presentano all'ingresso non invertitore, su questo la tensione scende brevemente ad un valore inferiore della tensione di passaggio del diodo. Questo mutamento di polarità della tensione di ingresso V34 provoca la commutazione dell'amplificatore. L'uscita del monostabile passa al valore Va ~ —Vs. All'ingresso non invertitore viene a trovarsi, tramite l'accoppiamento, una tensione negativa di circa 800 mV; contemporaneamente viene bloccato il diodo BAY 63 e inizia la ricarica del condensatore che determina il tempo. Il monostabile ritorna nella sua condizione di riposo non appena i valori di tensione su C e all'ingresso non invertitore sono uguali.

Impulsi positivi all'ingresso E non producono alcun effetto poiché l'uscita dell'amplificatore a riposo si trova già allo stato positivo. Il tempo di ritardo nella commutazione, premesso che R2 > R1, è dato da:

$$t \sim R3\ C \left(\frac{R1}{R2} + \frac{Vd}{Vs}\right) \quad S$$

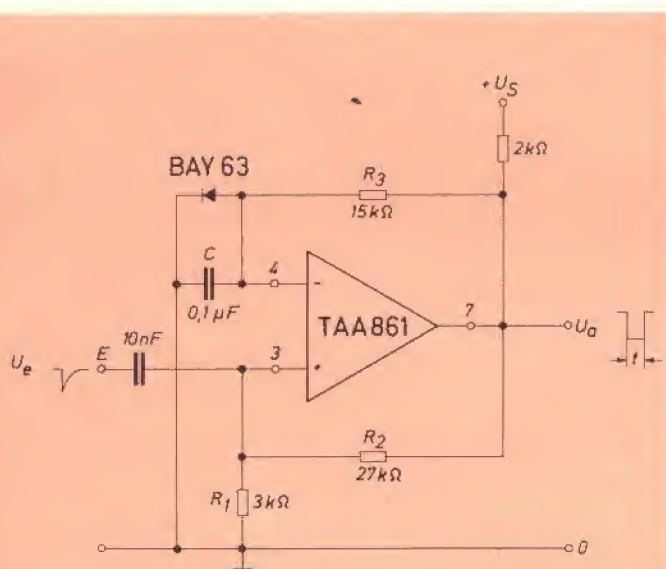


Fig. 4

Sostituendo i valori dell'esempio di fig. 4 si ricava, con Vs = 10 V

$$t \sim 15 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} \left(\frac{3}{27} + \frac{0{,}65}{10}\right) \sim 250\ \mu s$$

Il tempo di ripristino dello stadio ammonta a circa 1/10 t, poiché la scarica del condensatore C avviene attraverso il circuito a bassa resistenza del diodo. La sensibilità dello stadio si può regolare con il rapporto del partitore di resistori R1 e R2.

Picchi positivi di disturbo all'ingresso non invertitore possono abbreviare la durata dell'impulso di uscita, ciò si può rimediare con un adeguato circuito a diodi sull'ingresso.

DATI TECNICI		
Tensione di alimentazione	Vs	± 10 V
Tensione di commutazione	Ve	— 150 mV
Tensione di uscita a riposo	Va	+ 9 V
Tensione di uscita commutata	Va	— 9 V
Tempo di ritardo	t	= 250 µs

4 SCHMITT-TRIGGER

Nello schema di fig. 5 è illustrato un circuito Trigger di cui viene calcolato il dimensionamento per quanto riguarda l'isteresi e la soglia di commutazione.

I valori del partitore R1 e R2 all'ingresso non invertitore (terminale 3), la tensione di alimentazione Vs e la tensione di ingresso zero V_{EO} determinano la soglia di commutazione V_{EK} e precisamente:

$$V_{EK} = \frac{Vs\ R2}{R1 + R2} + V_{EO} \quad V \qquad (1)$$

L'isteresi Vh dipende dal partitore R:R_L nel circuito di carico e R1:R2 nel ramo di accoppiamento, come pure dalla tensione Vao di uscita ed è determinata da:

$$Vh = \frac{(Vs - Vao)\ R\ R2}{(R + R_L)\ (R1 + R2)} \ V \qquad (2)$$

La soglia di commutazione e l'isteresi, dato che R < R1, R2, R_L sono regolabili indipendentemente una dall'altra.

Prima viene regolata la tensione di commutazione con R1 e R2 sul valore desiderato, poi viene predisposta l'isteresi Vh con R.

Fissati i seguenti dati dell'esempio:

Tensione di alimentazione	V_S 20 V
Soglia di commutazione	V_{EK} 5 V
Isteresi	Vh 30 mV
Resistenza di carico	R_L 600 Ω

si ricava dall'equivalenza (1), trascurando la tensione di ingresso zero:

$$R1 = R2 \left(\frac{Vs}{Ve} - 1 \right) = R2 \left(\frac{20}{5} - 1 \right) = 3\,R2$$

La scelta dei resistori R1 e R2 è determinata innanzi tutto dalla resistenza necessaria Re.

La deriva termica del circuito è minima se è soddisfatta la condizione

$$Rg + Re = \frac{R1\ R2}{R1 + R2}$$

dove Rg è la resistenza del generatore. Fissato nell'esempio Re = 7,5 kΩ e trascurando Rg si ricava R1 = 30 kΩ e R2 = 10 kΩ.

La resistenza R si può calcolare dall'equivalenza (2)

La tensione di uscita Vao corrisponde alla tensione residua dell'amplificatore e ammonta a circa 1 V.

$$R = \frac{Vh\ R_L\ (R1 + R2)}{(Vs - Vao)\ R2}$$

e sostituendo,

$$R = \frac{30 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot (10 + 30) \cdot 10^3}{(20 - 1) \cdot 10 \cdot 10^3} \sim 4\ \Omega$$

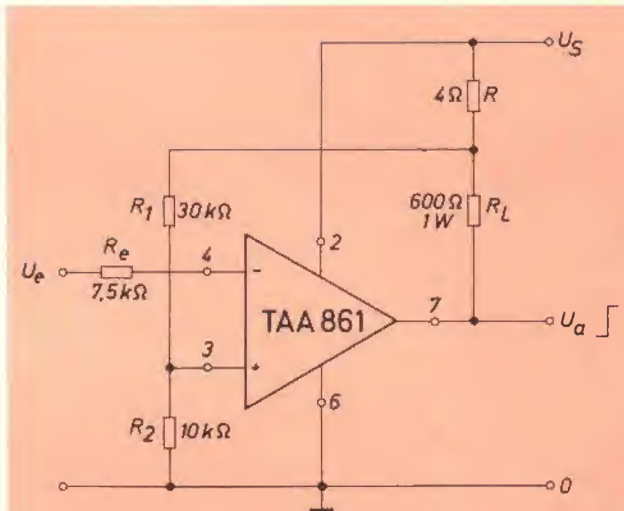


Fig. 5

Nel caso che la desiderata isteresi non si concili con la soglia di commutazione richiesta, occorre portare il punto terminale del resistore R2 ad una tensione continua supplementare; in questo modo è possibile regolare V_{EK} indipendentemente da Vs.

5 TRIGGER DI POTENZA

La fig. 6 rappresenta l'amplificatore operazionale funzionante come Trigger che pilota in uscita un transistore di potenza PNP tipo BD136.

DATI TECNICI		
Tensione di alimentazione	**Vs**	**20 V**
Soglia di commutazione	**V_{EK}**	**10 V**
Isteresi	**Vh**	**0,2 V**
Resistenza di ingresso	**Ri**	**10 kΩ**
Massima corrente di uscita	**Ia**	**1,5 A**

L'isteresi si può regolare con il resistore R3 e approssimativamente è data da:

$$Vh \sim Vs \frac{R1\ R2}{R1 + R2} \quad \frac{1}{R3}\ V$$

Per un calcolo approssimativo della soglia di commutazione si può trascurare R3, molto maggiore di R1 e R2, e sostituendo i valori segnati in fig. 6, per una tensione di alimentazione di 20 V, si ha:

$$V_{EK} \sim 20 \frac{20}{20 + 20} \sim 10\ V$$

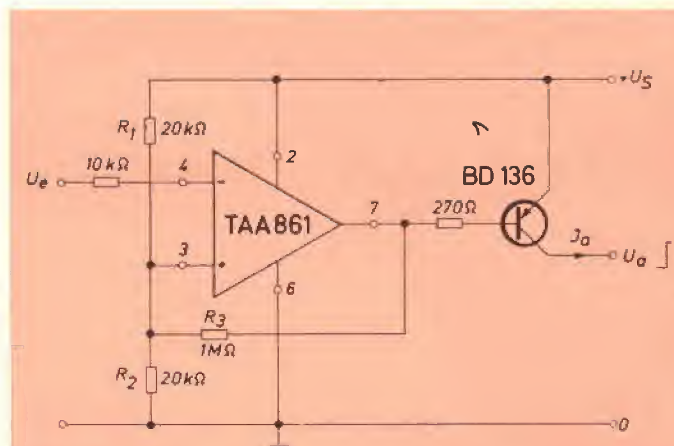


Fig. 6

L'isteresi risulta da:

$$Vh \sim 20 \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{(20 + 20)\ 10^{-3} \cdot 10^{-6}} \sim 200\ mV$$

Nella condizione di riposo il Trigger assorbe solo circa 1 mA dato che il transistore finale è bloccato.

Il resistore in serie da 270 Ω limita la corrente di uscita dell'integrato TAA 861 al massimo valore ammissibile di 70 mA, corrente sufficiente per ottenere dal transistore finale 1,5 A.

6 STABILIZZATORE DI TENSIONE

Nello stabilizzatore di fig. 7 i diodi Zener BZX 55 all'ingresso non invertitore dell'amplificatore operazionale (terminale 3) creano la necessaria tensione di riferimento.

Il diodo BZX55 COV8, che lavora come semplice diodo, essendo contrapposto allo Zener realizza una stabilizzazione della tensione di riferimento alle variazioni di temperatura e con ciò la resa dello stabilizzatore migliora di un fattore 10. Altro vantaggio del circuito è che l'elemento di riferimento è alimentato da una corrente costante, non dipendente dalla tensione di ingresso.

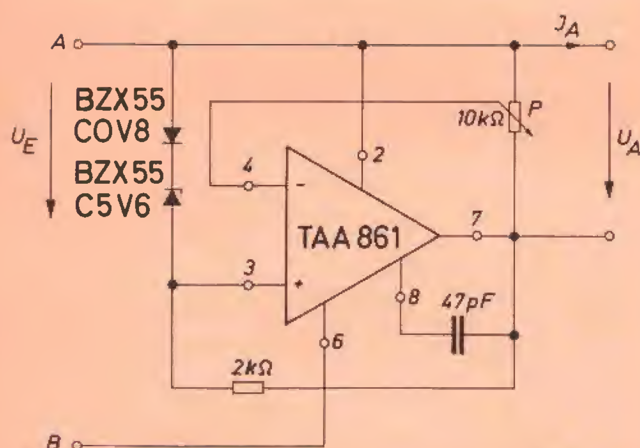


Fig. 7

La tensione di uscita desiderata Va viene regolata con il potenziometro P, dal suo cursore si riporta una parte della tensione di uscita all'ingresso non invertitore dell'amplificatore (terminale 4).

La tensione di uscita Va si autoregola sempre in modo che sia soddisfatta la condizione di ingresso V3.4 = 0.

DATI TECNICI	
Tensione di ingresso	**Ve 11 sino 20 V**
Tensione di uscita	**Va 8 sino 18 V**
Massima corrente di uscita	**Ia 70 mA**
Regolazione della tensione a Δ Ve = 1 V; Ve = 15 V Va = 10 V; Ia = 40 mA	$F = \frac{\Delta Va}{Va} 1 \cdot 10^{-4}$
Regolazione del carico a Ia = 0 sino 60 mA con Ve = 15 V Va = 10 V	$F = \frac{\Delta Va}{Va} 4 \cdot 10^{-4}$
Resistenza interna dinamica	**Ri = 60 mΩ**
Coefficiente di temperatura della tensione di uscita	α 3 sino $5 \cdot 10^{-5} \frac{V}{K}$

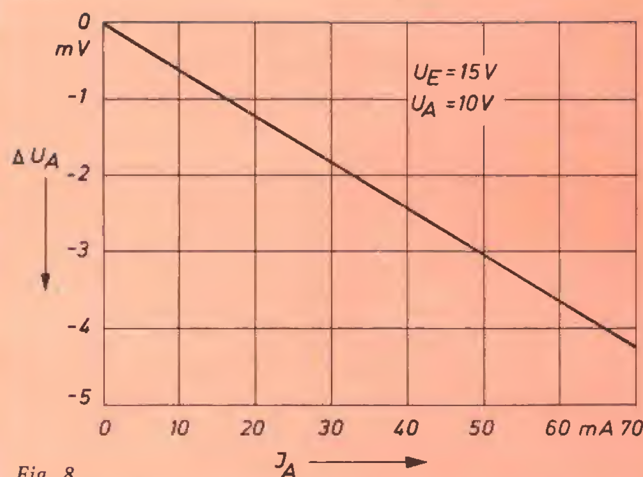


Fig. 8

Il diagramma di fig. 8 mostra la deviazione Δ Va della tensione di uscita, nel campo della corrente di carico ammissibile dell'amplificatore, da 0 a 70 mA.

La deviazione Δ Va di uscita, in funzione della tensione di ingresso Ve è indicata nel grafico di fig. 9.

Con una corrente di uscita Ia = 40 mA la variazione della tensione di uscita è uguale a ± 4 mV, se la tensione di ingresso Ve varia da 11 a 15 V o da 15 a 20 V.

La condizione limite della massima corrente di uscita dell'integrato, posta la dissipazione massima senza dissipatore = 400 mW, è determinata da:

$$Ia\ max = \frac{Ptot}{Ve - Va}\ mA < 70\ mA$$

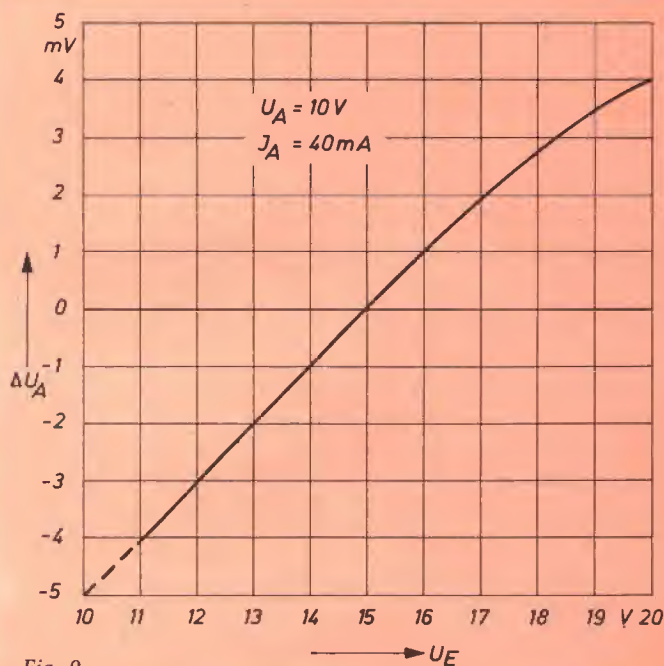


Fig. 9

Se per esempio viene tenuto Ve — Va = 10 V ne deriva $Ia\ max = \frac{400}{10} = 40$ mA.

Per valori di (Ve — Va) < 5,7 V è valido Ia max = = 70 mA.

Data l'elevata amplificazione dell'amplificatore, lo stabilizzatore presenta una piccola resistenza interna dinamica pari a Ri ~ 60 mΩ. E' da tener presente che all'ingresso dello stabilizzatore l'attacco A sia sempre positivo rispetto al B.

7 STABILIZZATORE DI TENSIONE CON LIMITATORE DI CORRENTE

Lo stabilizzatore di fig. 7 può venire completato con un limitatore di corrente, mediante un transistore supplementare BC 107 come riportato in fig. 10.

La base del transistore finale dell'integrato è accessibile al terminale (8) e pertanto è possibile bloccare lo stadio di uscita indipendentemente dall'entrata.

La desiderata corrente limite viene regolata con il potenziometro P1. La corrente di uscita produce su P1 una caduta di tensione che, al raggiungimento della tensione di soglia del transistore BC107 questo viene saturato, con ciò lo stadio di uscita dell'integrato risulta bloccato attraverso il circuito collettore-emettitore.

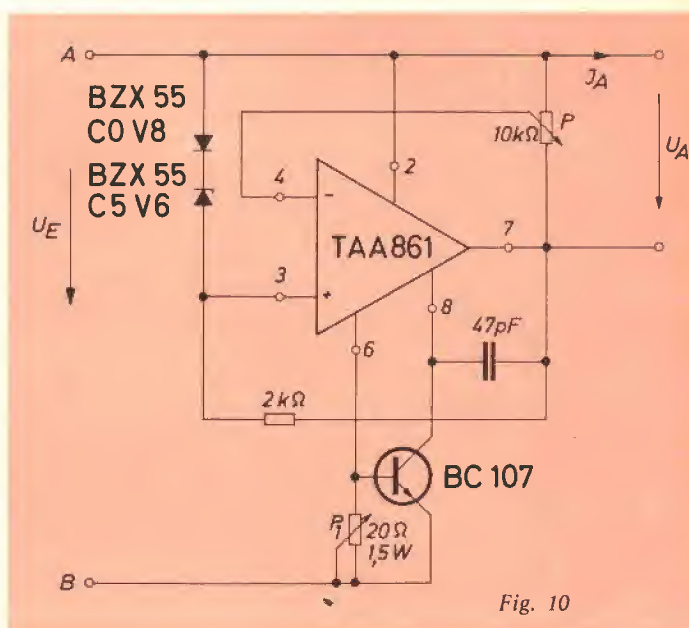


Fig. 10

Il limite della corrente di uscita Ia risulta da $Ia \sim \frac{V_{BE}}{P1}$ mA. Per esempio se P1 è = 10 Ω il massimo valore di corrente sarà

$$Ia \sim \frac{550}{10} \sim 55 \text{ mA}$$

8 STABILIZZATORE DI CORRENTE

La tensione di riferimento (fig. 11) è ricavata dai due diodi Zener BZX55. Il transistore BD136 all'uscita dell'integrato serve come amplificatore di potenza, per

DATI TECNICI	
Tensione di ingresso	Ve 10 sino 20 V
Corrente di uscita	Ia 100 mA
Massima corrente di uscita (R = 8,5 Ω)	Ia = ~ 750 mA
Regolazione di tensione con Δ Ve = 1 V; Ve = 15 V; Ia = 100 mA	$F = \frac{\Delta Ia}{Ia} 2 \cdot 10^{-4}$
Regolazione del carico con Va = 0 sino 10 V e Ve = 15 V; Ia = 100 mA	$F = \frac{\Delta Ia}{Ia} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}$
Coefficiente di temperatura della corrente di uscita	$\alpha = < 5 \cdot 10^{-4} \frac{V}{K}$

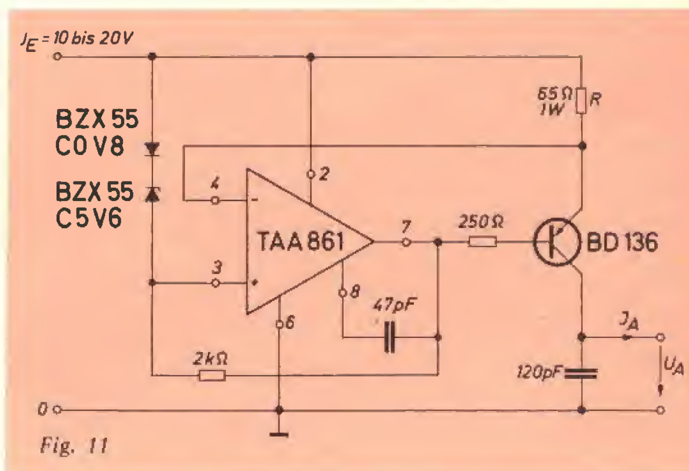


Fig. 11

una corrente sino a 750 mA. La sua corrente di emettitore scorre nel ramo della controreazione e, data la condizione di lavoro dell'amplificatore (V 3.4 = 0 V) deve pertanto far cadere sulla resistenza R una tensione pari alla Vref.

La corrente di uscita, con riguardo all'amplificazione B del transistore, risulta perciò

$$Ia = \frac{Vref}{R} \cdot \frac{B}{B+1} \, A$$

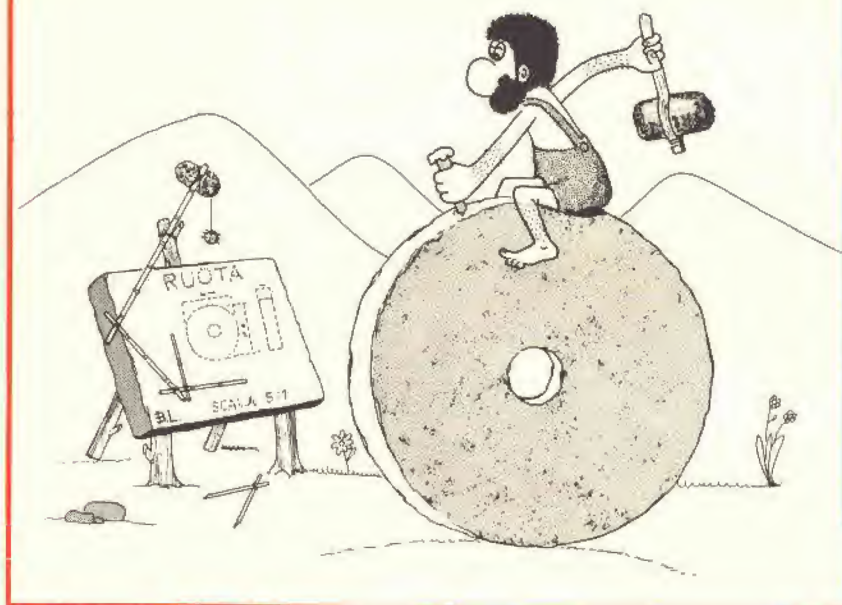
B è sufficientemente elevato così che approssimativamente

$$Ia \sim \frac{Vref}{R} \, A$$

Il valore massimo della corrente Ia è limitato dalla minima amplificazione B del transistore dalla massima corrente ammissibile dall'amplificatore operazionale che è di 70 mA.

Occorre inoltre tener presente che all'aumentare della corrente d'uscita diminuisce l'amplificazione del transistore, causando un aumento dell'errore sulla regolazione. Per elevate esigenze di precisione sarebbe vantaggioso prevedere sull'uscita uno stadio Darlington PNP.

Estratto dalla pubblicazione «Halbleiter Schaltbeispiele 1972» della SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT



brevetti

Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.

n. 855.274
Dispositivo per impilare articoli lastriformi particolarmente per formare pacchi elettrodici per accumulatori elettrici.
STAMP THOMAS BLACKLEDGE
A CHELTENHAM GLOUCESTERSHIRE G.B.

n. 855.286
Armadio per apparecchi elettrici con ventilazione.
ALBISWERK ZURICH A.G.
A ZURIGO, SVIZZ.

n. 855.291
Circuito di controllo per carico di corrente continua.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N.Y. USA

n. 855.297
Sistema di azionamento elettronico magnetico per orologi.
REICH ROBERT WALTER
A RUVIGLIANA LUGANO, SVIZZ.

n. 855.302
Teodolite in antilevamento e di osservazione.
CONTRAVES A.G. A ZURIGO, SVIZZ.

n. 855.304
Apparecchio di prova di fatica di materiali mediante ultrasuoni.
REALISATIONS ULTRASONIQUES
A VILLENOY LES MEAUS FR.

n. 855.308
Dispositivo segnalatore di movimento per bilance.
BIZERBA WERKE WILHELM KRAUT KG.
A BALINGEN, GERM.

n. 855.311
Dispositivo di allarme perfezionato ed impianto di sorveglianza comportante la sua applicazione.
LA DETECTION ELECTRONIQUE FRANCAISE, A VANVES, FR.

n. 855.316
Circuito segnalatore di intervento di protezione elettrica per apparecchiature elettriche.
GENERAL ELECTRIC INFORMATION SYSTEMS ITALIA SPA
A CALUSO, TORINO

n. 855.317
Interruttore con mezzi di regolazione dello sgancio perfezionati.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.
A PITT PENN USA

n. 855.325
Procedimento per fabbricare piastre per valvole specie per compressori d'aria.
ROBERT BOSCH GHBH
A STOCCARDA GERM.

n. 855.328
Commutatore di poli in particolare per impianti di antenne ad onde corte alimentati con correnti alternate bifase.
A.G. BROWN BOVERI UND. CIE
A BADEN, SVIZZ.

n. 855.360
Complesso ad interruttori magnetici per informazioni di codificazione.
DATEL CORP.
A PALO ALTO CALIF. USA

n. 855.362
Elemento fotosensibile per elettrofotografia e procedimento per la preparazione e la utilizzazione di detto elemento.
KATSURAGAWA DENKI KUBUSHIKI KAISHA A OTA KU TOKYO, GIAPP.

n. 855.364
Sistema motore elettrico a passo.
THE NATIONAL CASH REGISTRER CO.
A DAYTON OHIO, USA

n. 855.365
Perfezionamenti relativi a sistemi per l'accumulo di energia.
INTERNATIONAL INDUSTRIES KYNOCH LTD. A BIRMINGHAM, G.B.

n. 855.367
Disposizione circuitale per l'emissione elettrica in parallelo di impulsi telegrafici con comando a tasti.
SIEMENS A.G. A BERLINO E MONACO, GERM.

Q T C



di I1SOJ

RADIOAMATORI

Come è stato reso noto dall'ARI a partire dal mese di luglio il Ministero delle P.T. ha iniziato ad inviare a ciascun titolare di licenza ordinaria una autorizzazione permanente, stampata su cartoncino rosso, nella quale è precisato che il titolare della licenza è autorizzato al **libero trasferimento** della propria stazione purchè questa operi sulle gamme radiantistiche superiori ai 144 MHz (quindi compresa la gamma 144 ÷ 146 MHz) e non abbia una potenza superiore ai 10 W.

E' opportuno precisare che per il trasferimento delle stazioni operanti nelle gamme delle onde corte oppure in VHF con potenze maggiori di 10 W, i radioamatori muniti di regolare licenza dovranno richiedere al Ministero P.T. la consueta autorizzazione di trasferimento.



Fig. 1 - Monoscopio usato dalla televisione irlandese RTE (Radio Telefis Eiream).

NOMINATIVI U.R.S.S.

Concludiamo la pubblicazione della ripartizione dei nominativi usati nell'URSS relativi alle dieci zone. L'elenco delle prime cinque zone è stato pubblicato nel n. 10 di questa rivista.

Sesta Zona: UK6, UG6, RG6: G = Rep. di Armenia (Erivan); **UK6, UD6, RD6: C** = Rep. di Nakhitchevan, **D** = rep. d'Azerbaidjan (Baku), **K** = regione aut. di Nagorko-Karabad (Stepanakert), **UK6, UF6, RF6: F** = rep. di Georgia (Tbilissi), **O** = regione aut. d'Ossiezia del Sud (Tskhinvali), **Q** = regione aut; d'Adjavistan (Batumi), **V** = rep. aut. d'Abkazia (Sukhumi), **UK6, UA6, RA6: A** = terr. di Krasnodar, **E** = regione aut. di Karatsciaiemo-Tcerkess, **H** = terr. di Stravropol, **I** = rep. aut. dei Kalmucchi (Elitsa), **J** = rep. aut. Ossiezia del Nord, **L** = regione di Rostovna Don, **P** = rep. aut. Tcetcenes-Inguces (Grzny), **U** = regione di Astrakan, **W** = rep. aut. di Daghestan (Makhatckala), **X** = rep. aut. di Karbarino-Balkiria (Naltcik), **Y** = reg. aut. d'Aghidei (Maikop).

Settima zona - UK7, UL7, RL7: B = regione di Tsielinograd, **C** = regione del Kazakstan del Nord (Petropavlovsk), **D** = regione di Siemipalatinsk, **E** = regione di Pavlodar, **G** = regione di Alma Ata, **I** = regione di Aktiubinsk, **J** = regione del Kasakastan orientale (Oust-Kamienogorsk), **K** = regione di Kzyl-Orda, **L** = regione di Kustanai, **M** = regione di Uralsk, **N** = regione di Tchimkent, **O** = regione di Guriev, **P** = regione di Karaganda, **T** = regione di Djambul, **V** = regione di Taldy-Kurgan.

Ottava zona - UK8, UJ8, RJ8: Rep. di Tagikistan (Duciambé), **R** = Rep. di Gorno-Badakhcan (Korog), **UK8, UH8, RH8: H** = rep. di Turmenia (Ackabao), **UK8, UM8, RM8: M** = rep. di Kirghisia (Frunze), **N** = regione di Och, **UK8, UI8, RI8:** regione di Tackent, **C** = regione di Kachka-Daria (Karki), **D** = regione di Syr-Daria (Gulistan), **F** = regione di Andijan, **G** = regione di Fergana, **I** = regione di Samar-

kanda, **L** = regione di Bukara, **O** = regione di Namagan, **T** = regione di Sukahn-Daria (Termes), **U** = regione di Korezm (Urghentc), **Z** = rep. aut. dei Karakalps (Nukus).

Nona zona - UK9, UA9, RA9: **A** = regione di Celiabinsk, **C** = regione di Sverdlovsk, **F** = regione di Perm, **G** = distretto naz. di Komis-Permines, **H** = regione di Tomsk, **J** = distr. naz. dei Kantis-Mansi, **K** = distr. naz. dei Iamalo-Nentz, **L** = regione di Tiumen, **M** = regione di Omsk, **O** = regione di Novosibirsk, **Q** = regione di Kurgan, **S** = regione di Orendurg, **U** = regione di Kemerovo, **W** = rep. aut. di Bakiria (Oufa), **X** = rep. aut. dei Komis, **Y** = terr. di Altai, **Z** = regione aut. di Gorno-Altaisk.

Decima zona - UKO, UAO, RAO: **A** = terr. di Krasnoiarsk, **B** = distr. naz. dei Taimyri, **C** = regione di Kabarovsk, **D** = regione aut. di Juive (Birodidgian), **F** = regione dell'isola Sakalin, **H** = distr. naz. degli Evenki, **I** = regione di Magadan, **J** = regione dell'Amore (Blagovectcensk), **K** = distr. naz. dei Tscuktces (reg. di Magadan), **L** = regione di Primor (Vladivostock), **O** = regione aut. dei Buriati (Ulan-Udé), **Q** = rep. aut. di Iakuzia, **S** = regione d'Irkutsk, **T** = terr. naz. dei Buriati di Oust Ordynski, **U** = regione di Tcita, **V** = distr. naz. dei Buriati d'Aghinskoie, **W** = regione auton. dei Kakaz (Abakan), **X** = distr. naz. dei Koriaki (Palana), **Y** = rep. aut. di Tuva (Kyzyl), **Z** = regione di Kamtciatka (Pietropavlovsk-Kamtchatski).

STAZIONI MONDIALI DI RADIODIFFUSIONE (gamma 1605 ÷ 5950 kHz) parte terza

INDONESIA - Ambon 2320, Balikpapan 2350, Bandjarmasin 3250, Bandung 2420, Bandung 3205, 4945, Bengkulu 2320, Biak 3325, 3365, 5040, 5045, Bima 2410, 3223, Bukittinggi 3232, 3305, 5030, Denpasar 2380, 3241, 3295, 3945, 4840, Djailolo 2310, Djajapura 3365, Djakarta 2460, 2475, 3277, 3375, 4910, Djambi 2490, 3375, Djatinegaria 3365, Djember 2330, Fakfak 3345, Gorontalo 2480, 3395, 4900, Jogjakarta 2350, 3945, 5047, 5050, Kupang 3259, Kuturadja 2390, 4985, Madium 3296, Megelang 2420, Makassar 2490, 3325, Malang 2430, Monokwari 3385, Mataran 2340, 3365, Medan 3395, 4930, 5030, Menado 3214, 4920, Merauke 3985, Morotai 2400, 3365, Padang 2480, 3960, Palembang 2430, 4855, Palengkaraja 2350, 3325, Palu 2440, Pontianak 3345, Poso 2480, Samarinda 2310, 3295, Semarang 2490, 3259, 3935, 3945, Sibolga 2330, 3241, Singgaradja 2420, 3241, Soasiu 2440, 3960, Solo 2440, Sorong 3395, Suenep 3355, Surabaja 2370, 3355, 3975, Surakarta 3232, 4875, Tandjungkarang 2380, 3223, 3232, 4920, 4930, Ternate 2460, 3915, Tjirebon 2390

INDIE OCCIDENTALI BRITANNICHE - Grenada 3280, St. Geroges 2419, 5010, 5015, Turks Islands 4788.

IRAN - Tabriz 2330, 3286, 3935, Teheran 2390, 2480, 3232, 3935, 3960, 4830.

IRAQ - Abu Ghuraib 3275, 3297, 3350, Salman

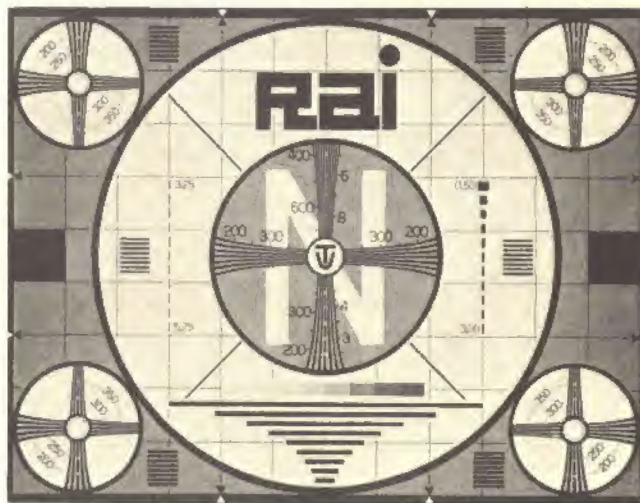


Fig. 2 - Monoscopio della Radiotelevisione Italiana per il programma nazionale.

Pak 3240, 3390.

ISRAELE - Eialt 2382, 2442.

GIAPPONE (Japan) Tokyo 3970, 3910, Tokyo Nagara 3925, 3945, Tokyo Nazaki 3905, 3915, 3935.

KENYA - Nairobi 4804, 4855, 4885, 4915, 4934, 4950.

COREA - Seoul 3910.

KUWAIT - Kuwait 4967.

LIBERIA - Monrovia 3227, 3236, 3255, 3965, 4770, 5054.

MAURIZIO - Mauritius 4850.

MALGASCIA (rep.) - Diego Suarez 3306, Tananarive 3232, 3260, 3288, 3370, 3395, 4960, 4985, 5010.

MESSICO - Hermosillo 2380, 4765, Huayacocotla 2390, Mexico DF 2490, Monterrey NL 2440.

MALESIA - Kajang 3968, 4895, Kota Kinabalu 4970, Kuala Lampur 3259, Kuching 4835, 4950, 5030, 5037, 5052, Penang 4985, Tebrau 3915.

MALI - Bamako 4783, 4835.



Fig. 3 - Monoscopio della JRT (Jugoslovenska Radiotelevizija) Stazione di Zagabria.

MONGOLIA - Tsag Nuryin 3222, Ulan Bator 3215, Ulgei 3972.

MOZAMBICO - Beira 3255, 3960, Lourenço Marques 3218, 3265, 3338, 3373, 4762, 4855, 4865, 4925, Nampula 3366, 3373, 3393, 4820, 4946, 4958, 4985, PT Amelia 4875, Quelimane 3210, 3310, 4895, 5010, Beira 3280, 4775, 4795, 4815.

MAROCCO - Tanger 3980, MARTINICA (Francese) Fort de France 2420, 4895.

MAURITIANA (Rep.) - Nouakchott 4850.

MALAWI - Ngumbe 3380.

NUOVA CALEDONIA E DIPENDENZE - Noumea 3355, 4913.

NIGER (Rep.) - Niamey 3260, 4785, 5020.

NUOVA GUINEA - Goroka 2410, Kieta 3322, LAE 3220, Lorengau 3905, MT. Hagen 2450, Rabaul 3385, 3905, Wewak 3335.

NUOVE EBRIDI - PT. Vila 3277, 3905.

NIGERIA - Benin 4932, Enugu 3306, 3980, 4855, Ibadan 3204, 3380, Ikorodu 3986, 4990, Kaduna 3326, 3396, Lagos 3356, 4900, 4932, Sogunle 4990.

POLINESIA (Francese) - Papeete 3223, 5025.

PAKISTAN - Dacca 2350, 3325, 3950, 3955, 3965, 4790, 4807, 5025, Karachi 3395, 3915, 3945, 3955, 4807, 4895, 4910, 4935, Lahore 2400, 3335, 3915, 4785, 4807, Peshhawar 2320, 3241, Rawalpindi 2460, 3259, 3945.

PAPUASIA - Daru 3305, Kerema 3245, Popendetta 2468, PT. Moresby 3290, 3925, 4890, 4890 Samarai 3235.

FILIPPINE (PHILIPPINES IS.) - Camp Murphy 3223, Davao 3950, Dumaguete 3277, Manila 4945, Polo Bucalan 3286, 3345, Poro La Union 3970, Tinang 3995.

SERVIZIO RADIO DELLE STAZIONI COSTIERE ITALIANE

Nel numero scorso abbiamo pubblicato i dati relativi a **Genova radio (ICB)**, proseguiamo pertanto l'elenco delle altre stazioni costiere.
a) = frequenza di ascolto; **r)** = frequenza di risposta; **e)** = frequenza di lavoro. Ore GMT.

LIVORNO (IPL) - 43°28'00" N, 10°20'00" E
Servizio radiotelefonico: **a)** 2182 kHz, **r)e)** 2591 kHz. Orario continuo. Trasmissione delle liste traffico su 2591 kHz alle ore 0415, 0915, 1315, 1715, e 2115.

CIVITAVECCHIA (IPD) - 42°06'00" N, 11°51'00" E
Servizio radiotelefonico: **a)** 2182 kHz, **r)e)** 1888 kHz. Orario continuo. Trasmissione delle liste traffico su 1888 kHz alle ore 0545, 1045, 1445, 1845, e 2245.

NAPOLI (IQH) - 40°50'33" N, 14°14'21" E.
Servizio radiotelegrafico:
1°) continuo - **a)** 500 kHz, **r)** 500 kHz, **e)** 435 kHz - A1, A2.
2°) 0000-0700 - **a)** 8356-8374, **r)e)** 8656, 12996 kHz - A1.
3°) 0700-2400 - **a)** 12534-12561, **r)e)** 8656, 12996 - A1.
Lista traffico su 435 kHz al 20° minuto delle ore pari.
Servizio radiotelefonico:
Frequenze: **a)** 2182 kHz, **r)** 2635 kHz, **e)** 2635, 1925 kHz.
Orario continuo. Liste traffico su 2835 kHz alle ore 0425, 0925, 1325, 1725 e 2125.
Tramite accordi in telegrafia possono essere effettuate conversazioni, limitate al Mediterraneo, sulle seguenti frequenze: 4396,6 kHz, 4415,8 kHz, 8764 kHz e 8783,2 kHz.

premiata la G.B.C. quale più forte distributrice di pile Hellesens



A Copenhagen, senza particolari formalità, è stata consegnata dai dirigenti della Hellesens al titolare della GBC Italiana una pergamena di riconoscimento del cospicuo lavoro distributivo, compiuto da questa Società in dieci anni.

Come è noto, la Hellesens è la prima fabbrica di pile a secco e, infatti, porta il nome dell'inventore Wilhelm Hellesens. La produzione annua è di 250.000.000 di pezzi in 3 stabilimenti: cioè, quanto basterebbe a far funzionare 400 apparecchi radio per 1000 anni 24 ore su 24; oppure, in quantità di energia, ad inviare sulla luna un missile di 5 tonnellate.

La Hellesens, che ha 1000 dipendenti, esporta in 82 paesi, praticamente verso tutte le latitudini e longitudini. L'esportazione assorbe il 65% della produzione. La società è stata premiata con medaglia d'oro a Barcellona, Montevideo, Parigi e Bruxelles.

Le pile Hellesens hanno sempre goduto la fiducia dei grandi uomini di genio e d'azione. Ne ricordiamo, a titolo di esempio, solo uno: Picard nei viaggi stratosferici.

la fotografia ad alto contrasto

di Alberto GRECO

fotografia

Un genere fotografico attualmente di moda è quello definito «ad alto contrasto», perché offre diverse possibilità di realizzare fotografie con contrasti molto spinti.

Già adoperando una carta fotografica extra, come la n. 6 della Agfa o la n. 5 della Ferrania, è possibile ottenere delle fotografie, in cui molti dei toni grigi vengono eliminati.

I migliori successi però si possono ottenere manipolando il negativo con una tecnica opportuna che — è bene dirlo — non richiede applicazioni particolarmente difficili.

In sostanza si tratta di impiegare subito la pellicola più adatta, perché una scelta errata di materiali può determinare risultati non confacenti a quelli voluti, scoraggiando il dilettante e convincendolo magari che fotografie di questo genere, siano impossibili da realizzare, a meno di possedere apparecchiature particolari e materiali speciali.

Il segreto invece è nello scegliere una buona pellicola fotomeccanica.

Ma cos'è una pellicola fotomeccanica? E' una pellicola che fornisce immagini molto contrastate, in cui i toni intermedi di grigio scompaiono per lasciare il posto a bellissimi bianchi e neri molto puri.

Pellicole adatte a questo scopo sono tutte quelle contraddistinte con la sigla «lith» e quindi va molto bene la Kodalith e se questa non si trova facilmente, può andare bene una qualsiasi altra dell'Agfa o di qualsiasi altra marca.

L'unico inconveniente per il dilettante è che queste pellicole sono vendute in confezioni professionali e in formati non usuali. Infatti il formato minimo delle «Lith» è 13 x x 18 in confezioni da 50 fogli.

In camera oscura vanno opportunamente tagliate per la riproduzione del negativo originale.

Ecco come si procede:

Si prende un bel negativo, opportunamente scelto, un negativo cioè che si presti ad una composizione in bianco e nero puro e lo si riproduce.

La riproduzione può avvenire sia per contatto che per ingrandimento. Per contatto, non avendo un bromografo, può andare bene un vetro di quelli molati e per la fonte di luce, si può adoperare quella proveniente dall'ingranditore. Si mette il fogliettino di pellicola che è stato tagliato, mettiamo nel formato 6x9 a contatto del negativo originale, lo si copre col vetro, per farlo spianare e lo si illumina.

Le pellicole per fotomeccanica si possono esporre come una normale carta da stampa e guardare, durante le operazioni di sviluppo, con una normale lampadina rossa, per cui la manipolazione delle stesse può avvenire con molta comodità.

Il tempo di esposizione, sotto la luce, si ricerca con una serie di provini, partendo da circa dieci secondi. La pellicola, come abbiamo detto, si può sviluppare con l'ausilio di una lampadina rossa, perché si impressionerebbe con quella giallo-verde, comunemente adoperata per le carte.

E' così agevole vedere il procedere dello sviluppo del negativo e togliere il negativo stesso dal bagno per passarlo nel fissaggio, una volta che questo sia arrivato al giusto punto di... cottura.



Fig. 1 - A titolo esplicativo, si vede un normale negativo, la copia ottenuta stampandolo su materiale lith, copia che sembra una diapositiva e il successivo altro passaggio che dà luogo ad un negativo.



Fig. 2 - La copia così ottenuta, che sembra una diapositiva, si mette a contatto con un altro foglietto di pellicola lith vergine e si espone.

La copia ottenuta su carta extra contrasto è priva di toni grigi e fornisce praticamente due soli toni in bianco e nero molto puri.

Generalmente le istruzioni che accompagnano le pellicole e certi manuali di fotografia, dei soliti sapientoni, consigliano per lo sviluppo, dei rivelatori speciali, peraltro molto costosi. Ma si può adoperare il normale rivelatore usato per la carta da stampa, certi di ottenere ottimi risultati. Questo lo consiglia una lunga esperienza e ripetute prove fatte con diversi materiali.

Se si vuole invece ingrandire il negativo originale, per trarne un particolare, (ma in questo caso bisognerà avere un ingranditore che consenta poi la stampa in quel formato), si metterà il fotogramma da riprodurre nell'ingranditore e sotto, dopo aver ben scelto l'inquadratura, si metterà il foglietto di pellicola lith, come un normale foglio di carta. Anche qui l'esposizione va calcolata con poche facili prove.

Si passa quindi allo sviluppo del negativo nel bagno di cui sopra.

L'immagine viene fuori quasi subito ed è facilmente controllabile sotto la comoda luce rossa. Il fissaggio dovrebbe essere acido induritore, perché il supporto di queste pellicole è assai fine e un fissaggio di questo tipo gli dà una certa consistenza, evitando graffi dannosi.

Bisogna ricordarsi, quando si inquadra il fotogramma da stampare, di lasciare un certo margine per applicare le pinzette quando si dovrà mettere la pellicola ad asciugare. Asciugata la pellicola, si procede ad un altro passaggio, nei modi sopra descritti, anche perché l'immagine così ottenuta sarà di nuovo negativa, giacché il primo passaggio ci restituisce una diapositiva. In genere bastano tre passaggi per ottenere un negativo ben contrastato. Procedere oltre, porterebbe al danneggiamento del negativo e sarebbe inutile.

A questo punto, una volta asciugato il negativo, si procede alla stampa nei modi consueti.

Bisogna tener presente che è bene stampare sempre su una carta molto contrastata, del tipo sopra indicato.

I risultati non potranno che essere soddisfacenti e dopo un poco di prove ben riuscite, si potranno ottenere quelle stampe ad alto contrasto tanto ammirate e che oggi vanno di moda.



terza parte di P. SOATI

I MODERNI RICEVITORI PROFESSIONALI E PER RADIOAMATORI

In questa terza puntata esamineremo dettagliatamente la teoria circuitale di uno fra i più moderni radioricevitori professionali e cioè l'HRO-500 il cui schema elettrico e la descrizione generale del circuito, sono state pubblicate nei numeri 9 e 10 della rivista.

Il ricevitore HRO-500 ha tre conversioni di frequenza nella gamma 5 kHz ÷ 4 MHz e soltanto due nella gamma 4 ÷ 30 MHz. Gli schemi sinottici sono illustrati nelle figure 1 e 3.

I segnali in arrivo nella gamma 500 kHz ÷ 30 MHz sono inviati allo stadio amplificatore RF tramite due circuiti accordati. Il commutatore di gamma e la sintonia del preselettore funzionano tanto sull'entrata quanto sull'uscita di questo stadio in modo da provvedere ad un opportuno accoppiamento dell'antenna su tutta la gamma. Nella gamma 1, il commutatore connette l'uscita dell'amplificatore AF ad un convertitore miscelatore di frequenza la cui uscita è composta da un circuito a doppia sintonia di frequenza fra 26 e 27,5 MHz. Nella gamma 2, l'uscita dell'amplificatore AF è accoppiata al convertitore miscelatore e connessa ad un circuito a doppia sintonia nella gamma 27,5 ÷ 30 MHz. Un oscillatore a quarzo su 26 MHz agisce nelle gamme 1 e 2 ed alimenta per le frequenze basse J3, nella gamma 1, va direttamente al convèrtitore mescolatore evitando lo stadio amplificatore AF. I segnali sono quindi convertiti nella gamma compresa fra 26 e 26,5 MHz.

Nelle gamme 3, 4 e 5 i segnali in uscita dall'amplificatore AF sono inviati all'ingresso del primo stadio mescolatore vero e proprio

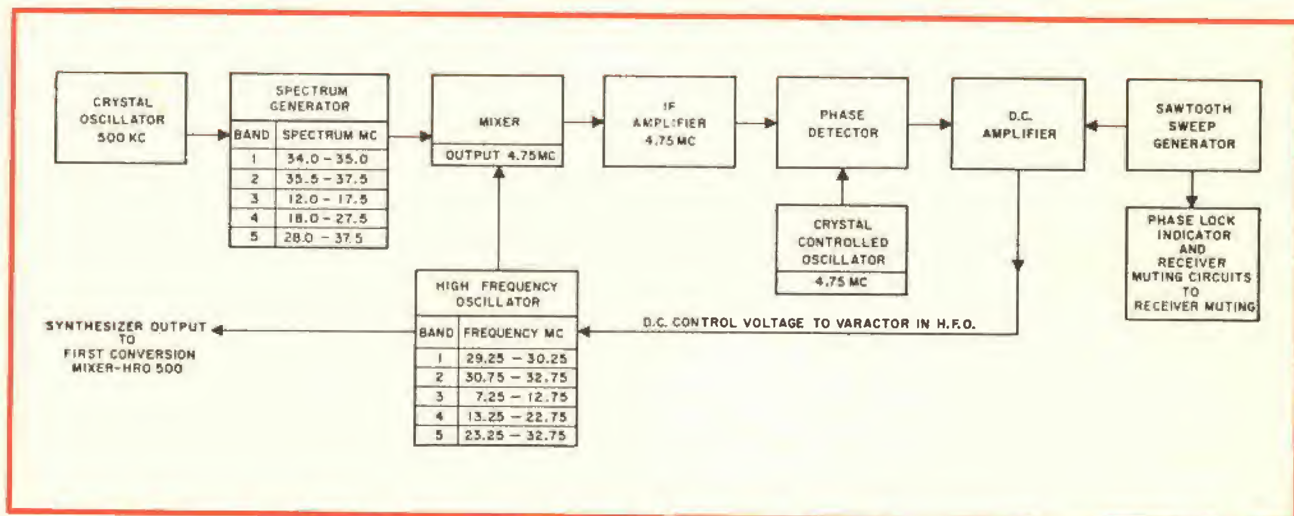


Fig. 1 - Schema a blocchi del sintonizzatore relativo al ricevitore HRO-500.

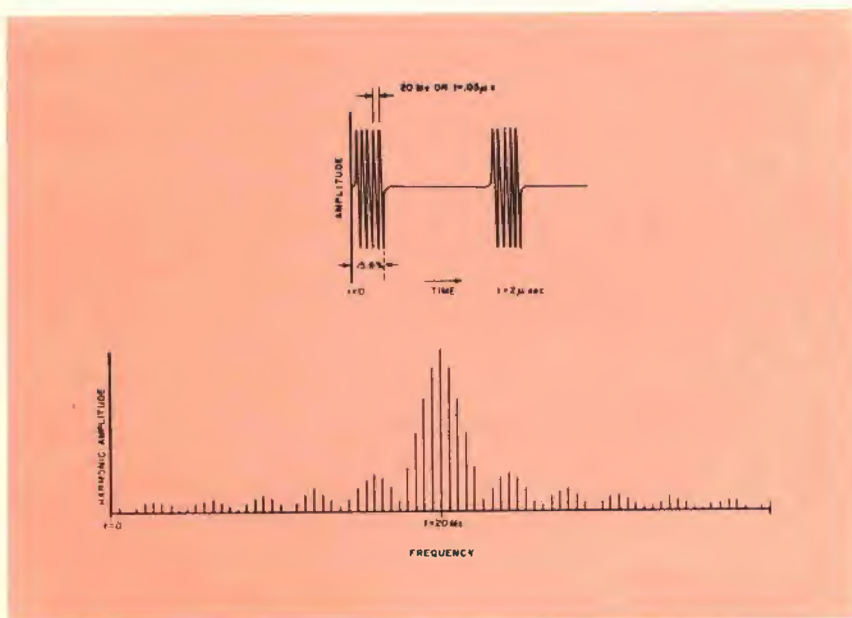


Fig. 2 - Campo di frequenza e tempo del generatore di spettro.

TENSIONE DI ALIMENTAZIONE			
	+24 V		
Q25	Regolatore dell'alimentazione		
	+12 V		
RICEVITORE		SINTETIZZATORE	
Q1	amplificatore RF	Q302	generatore
Q14	amplificatore 3a IF 230 Kc	Q16	silenziatore
Q20/21	amplificatori uscita audio	Q17/18	multivibratori bistabili
	Ritorno guadagno RF		
	+11 V		
Q4	separatore 26 Mc.	Q306	mescolatore 4,75 Mc.
Q3	mescolatore la conv.	Q307	1a ampl. IF 4,75 Mc.
Q22	pilota audio	Q308	2a ampl. IF 4,75 Mc.
Q24	misuratore S rettif.	Q19	indicatore uscita di emett.
Q11	uscita AGC	Q310	amplificatore DC
Q23	amplificatore ponte mis. S		
	+10 V		
Q6	miscel. 2a conv.	Q302	negativo gener. burst
Q5	ampl. IF sint.	Q301	oscillatore bloccante
Q9	preampl. filtro	Q311	scansione unigiunzione
Q12	ampl. 1a IF 230 Kc.	CR300	negativo diodo regolaz.
Q13	ampl. 2a IF 230 Kc.		
	+7,5 V		
Q2	oscillatore 26 Mc.	Q304	HFO separatore sint.
Q3	miscel. 1a conv.	Q305	HFO separatore non sint.
Q15	BFO	Q309	oscillatore Mc. 4,75
Q10	cal. 50 Kc. quarzo		
	+5 V		
Q7	VFO	Q300	oscillatore 500 Kc.
Q8	VFO separatore	Q303	oscillatore alta frequenza

evitando quello a 26 MHz. L'uscita del sintetizzatore è accoppiata al primo stadio convertitore e la frequenza selezionata è sempre tale per cui il segmento di 500 kHz desiderato da luogo ad una differenza di frequenza fra 3,25 e 2,75 MHz. Lo stadio amplificatore di frequenza intermedia sintonizzabile, funziona alla stessa frequenza (cioè fra 3,25 e 2,75 MHz) e comprende quattro circuiti sintonizzati: due in ingresso e due in uscita.

Il segnale amplificato a frequenza intermedia è introdotto nel secondo convertitore al quale perviene anche l'uscita del VFO che oscilla fra 3,48 e 2,98 MHz. Uno stadio separatore fra VFO ed il secondo convertitore, isola le due sezioni e provvede all'iniezione del segnale.

L'uscita del secondo convertitore è accoppiata, attraverso due circuiti a 8 kHz, allo stadio preamplificatore con il suo filtro a sei sezioni ed ai circuiti accordati su 5 kHz. Quando il commutatore relativo alla larghezza di banda è sulle posizioni di 500 Hz e di 2,5 kHz, l'ingresso del primo stadio amplificatore della frequenza intermedia, a 230 kHz, è accoppiato al suddetto filtro. Quando invece il commutatore è sulla posizione di 5 kHz l'uscita del secondo convertitore è accoppiata al primo amplificatore a frequenza intermedia di 230 kHz attraverso quattro circuiti accordati. Quando infine il commutatore è portato nella posizione di 8 kHz l'uscita del secondo stadio convertitore è accoppiata direttamente all'amplificatore a frequenza intermedia tramite due circuiti accordati su 8 kHz.

Un circuito a sintonia unica ed il filtro di reiezione sono inseriti fra il primo ed il secondo stadio della frequenza intermedia. Un ulteriore circuito a doppia sintonia provvede ad elevare la selettività fra il secondo ed il terzo stadio amplificatore di FI mentre un ulteriore circuito a sintonia unica è inserito all'uscita del terzo stadio FI a 230 kHz.

Tale uscita è connessa contemporaneamente all'AGC, al rivelatore AM, quello a prodotto e all'amplificatore del misuratore di livello.

Il commutatore di funzione serve a deviare la sezione audio verso il rivelatore AM o su quelli a prodotto, a seconda delle necessità.

Un oscillatore separato, controllato a quarzo, provvede alla iniezione BFO nel rivelatore a prodotto. Lo stadio pilota alimenta lo stadio finale in controfase e quindi la linea dell'altoparlante o quella a 600 Ω. L'amplificatore del misuratore di livello ed il suo stadio pilota, sono collegati allo strumento indipendentemente dall'azione del CAG che alimenta il proprio rivelatore e che è avviato al primo amplificatore FI a 230 kHz. Questo amplificatore oltre al segnale di media frequenza amplifica infatti anche quello del CAG.

Un oscillatore 50 kHz, controllato a quarzo, serve per effettuare la calibrazione della manopola di sintonia. Il segnale a 50 kHz è introdotto all'uscita del primo stadio convertitore ed è presente in tutte le gamme.

SINTETIZZATORE

La figura relativa allo schema a blocchi pubblicata nel n° 10 e la figura 1 sono molto utili per seguire la seguente descrizione.

Un oscillatore di riferimento di 500 kHz, controllato a quarzo, è accoppiato ad un oscillatore bloccato allo scopo di generare determinati impulsi, che sono usati per comandare il generatore istantaneo.

L'oscillatore ad alta frequenza ha due stadi separatori: il primo, aperiodico, va allo stadio del primo convertitore del ricevitore, il secondo, sintonizzato, va allo stadio miscelatore, che precede i circuiti comparativi della frequenza intermedia.

Il circuito mescolatore, all'ingresso della frequenza intermedia di comparazione a 4,75 MHz, riceve il segnale dall'oscillatore ad alta frequenza attraverso il separatore sintonizzato e direttamente dal generatore di spettro.

L'uscita del mescolatore a 4,75 MHz è amplificata da due stadi di frequenza intermedia ed introdotta, quale segnale bilanciato, nel rivelatore di fase. L'uscita del rivelatore di fase è iniettata nell'amplificatore a corrente continua la cui

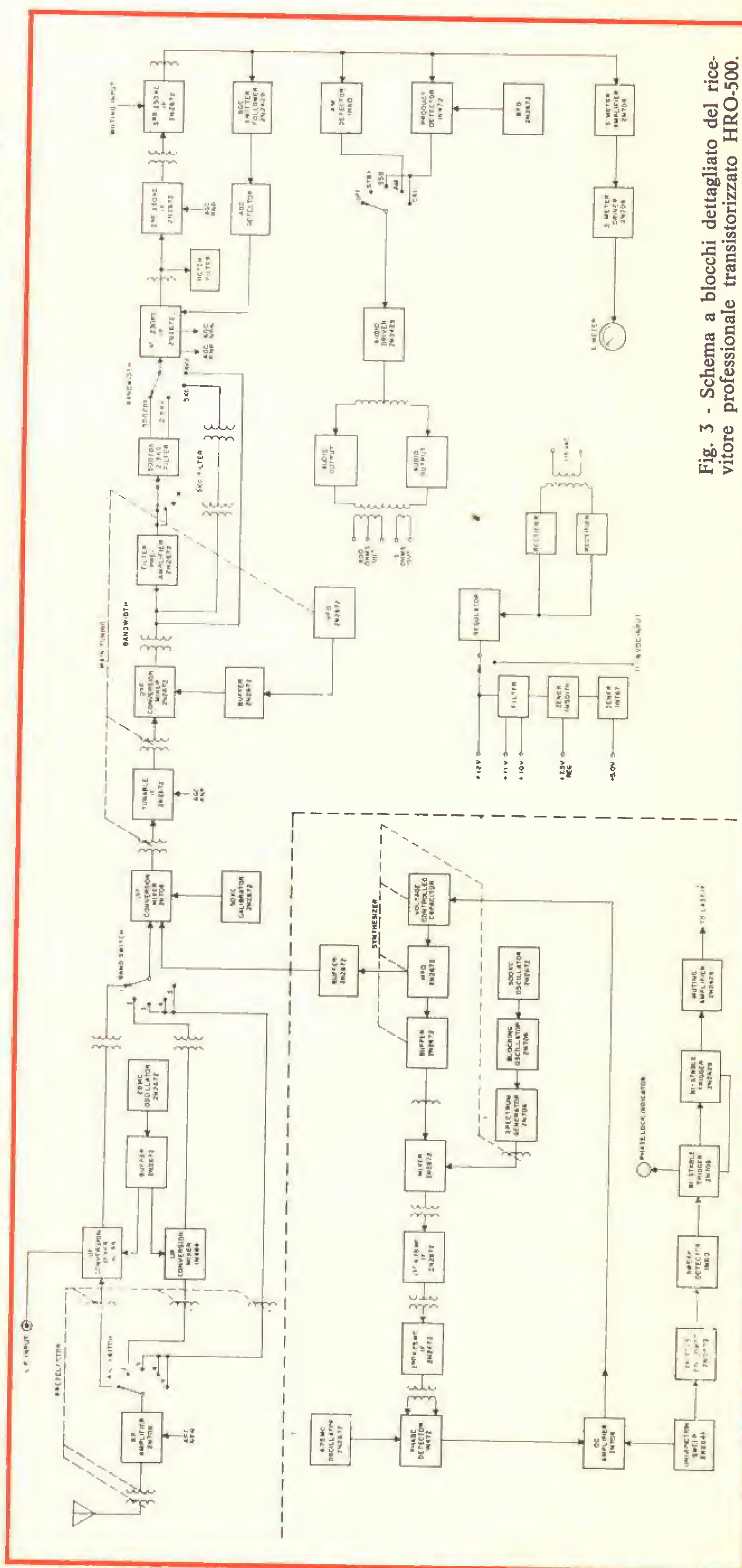


Fig. 3 - Schema a blocchi dettagliato del ricevitore professionale transistorizzato HRO-500.

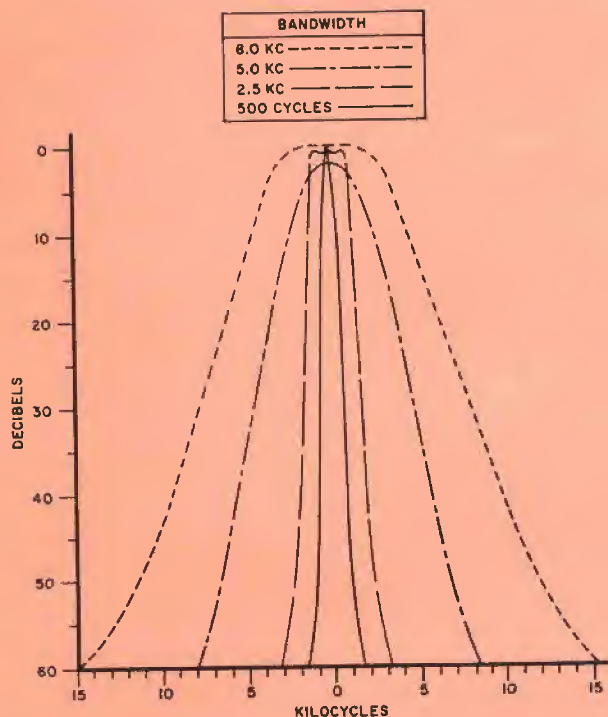


Fig. 4 - Curve di selettività degli stadi a frequenza intermedia del ricevitore.

uscita è inviata al varactor per il controllo dell'oscillatore ad alta frequenza.

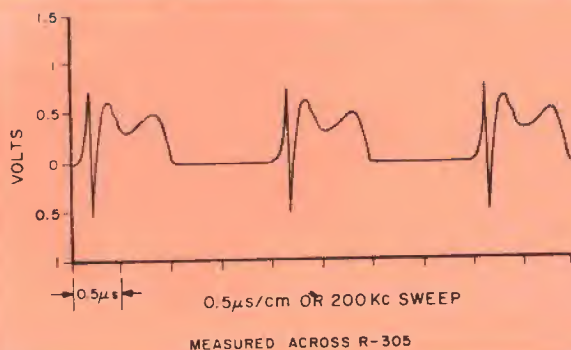
Il circuito di scansione è parte integrale dell'amplificatore cc. L'uscita del circuito di scansione è connessa al rivelatore della scansione attraverso uno stadio di uscita di emettitore.

L'uscita del circuito rivelatore della scansione è anche impiegata per comandare un multivibratore bistabile e per azionare l'indicatore di blocco di fase che è collocato nel pannello frontale.

Una ulteriore uscita è derivata dal circuito bistabile allo scopo di informare l'amplificatore di silenziamento che controlla il guadagno dell'ultimo stadio della frequenza intermedia a 230 kHz del ricevitore.

ALIMENTAZIONE DEL RICEVITORE

La tensione di linea a 220 Vc.a. 50 ÷ 60 Hz (oppure 117 Vc.a.) è inviata ai due circuiti primari del



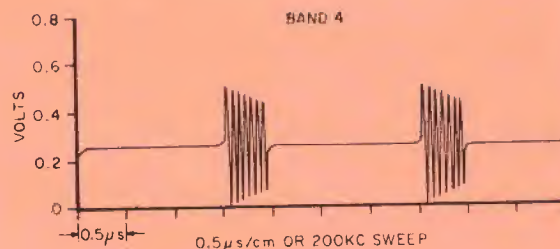
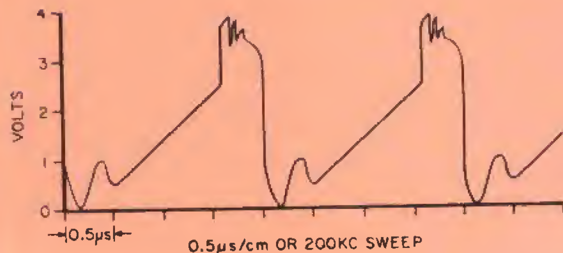


Fig. 5 - Forma d'onda dell'impulso a 500 kHz.



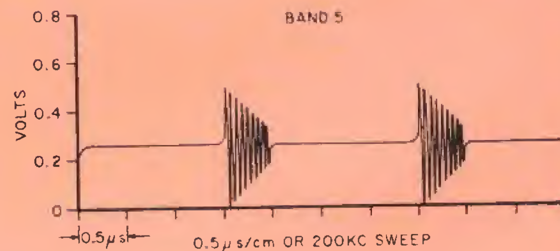


Fig. 6 - Forma d'onda relativa all'oscillatore bloccato.

trasformatore di alimentazione che possono essere collegati in serie od in parallelo.

L'uscita del secondario è collegata con i diodi rettificatori ed il regolatore elettronico in serie.

La tensione di uscita è di circa 12 V regolati.

Un commutatore provvede alla connessione dei filtri e dei diodi zener all'alimentatore in corrente alternata, quando essa è usata, oppure direttamente alla batteria se il ricevitore è alimentato da una sorgente a 12 V.

L'uscita a + 12 V è ancora filtrata ed un apposito partitore fornisce le tensioni di + 11 V e + 10 V per i filtri ed i diodi zener.

L'uscita del diodo zener è di 7,5 V regolati che vengono applicati ad un secondo diodo zener per una ulteriore regolazione come mostra la tabella delle tensioni di alimentazione.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma frequenze	: da 550 Kc. ÷ 30 Mc. in 60 segmenti di 500 Kc. cad.
Modi di ricezione	: SSB (USB e LSB) MCW, FSK, AM, CW.
Consumi	: A. lampade spia del pannello spente: 1) 117/230 V c.a. 50/60 cicli = 10 W a 50 mW uscita audio 15 W a 1,5 W uscita audio. 2) 12,6 V c.c. = 2,5 W (200 mA) a 50 mW uscita audio, 6,5 W (525 mA) a 1,5 W uscita audio. B. lampade spia del pannello accese: 1) 117/230 V c.a. richiede 7 W addizionali. 2) 12,6 V c.c. richiede 590 mA addizionali.
Precisone lettura	: entro 1 Kc. sull'arco di 500 Kc.
Precisione sintetizzatore	: entro 250 cicli sull'intero arco, se calibrato a 10 Mc.
Tolleranza meccanica	: minore di 50 cicli.
Rapporto manopola sint.	: 2 rapporti - 50 10 Kc. per rivoluzione.
Calibratore	: 50 Kc. controllato a quarzo.
Stabilità	: A. in ambiente normale: 300 cicli per ora dall'accensione fino a due ore - migliore di 100 cicli per giorno dopo le due ore. B. rispetto alla temperatura: 50 cicli per °C. C. rispetto le variazioni di rete: essenzialmente costante per ± 27% V all'ingresso.
Impedenza RF ingresso	: 50 Ω non bilanciati.
Sensibilità	: A. 500 Kc. - 30 Mc.: AM migliore di 2,0 μV per 10 dB S/N; SSB-CW migliore di 1,0 μV per 10 dB S/N. B. 5,0 Kc. - 500 Kc.: 25÷200 μV senza preselettore LF-10, come al punto A con preselettore.
Selettività	: A. a 6 dB - 500 cicli, 2,5 Kc., 5,0 Kc.; 8,0 Kc. B. filtro a sei poli a 230 Kc. - sintonizzabile per 6 Kc. nelle larghezze di banda di Kc. 2,5 e 500 cicli. C. fattore forma filtro (nominale) 2,5:1 (6-60 dB) nella larghezza di Kc. 2,5. D. filtro audio disponibile nel preselettore LF-10.
Filtro reiezione	: —50 dB minimo.
Reiezione immagine	: (500 Kc. - 30 Mc.) media 80 dB - minima 50 dB.
Segnali spuri	: minimo 50 dB.
Risposta audio	: 100 - 5000 cicli entro 6 dB.
A G C	: costanti tempo attacco 60 ms, rilascio 3 s; merito - media 5 dB variazioni uscita per aumenti valori ingresso da 10 a 100.000 μV.
Distorsione uscita audio	: 0,5 W 3,2%; 1 W 4,4%; 2 W minore del 10%.
Rumore fondo	: migliore di —60 dB al disotto della massima uscita.
Uscite audio	: 3,2 e 600 Ω.
Possibilità telecomandi	: guadagni RF e audio, silenziamento, BFO.
Indicazione livello	: strumento sul pannello calibrato in dB oltre 1 μV e da 0 a 59 fra segnale zero e 40 dB oltre 1 μV.
Controllo soglia AGC	: attenuazione 0 - 30 dB su 3 scatti di 10 dB.
Possibilità operative	: temperatura fra —20°C e +45°C - umidità fino a 90%.
NTBF	: 3820 ore per NAVSHIPS 93820.
Dimensioni	: 410 x 320 x 190 mm. profondità.
Peso	: Kg. 14,500 ca.
Accessori	: preselettore LF 10 altoparlante 500 TS adattatore rack 19" RMK 5 valigia impieghi speciali VPC-5.

nona parte

I SEMICONDUTTORI

Certi composti intermetallici possiedono delle proprietà semiconduttrici simili a quelle dei semiconduttori semplici come il germanio e il silicio.
In questo articolo vengono analizzati questi materiali semiconduttori composti, le loro proprietà e le loro applicazioni.

Le prime esperienze sui semiconduttori e le loro prime applicazioni sono state rese possibili grazie ai materiali composti.

Il rivelatore a cristallo è stato forse l'esempio più tipico di applicazione pratica di materiali composti. In esso si utilizzava un cristallo di galena naturale (solfuro di piombo) oppure della pirite (solfuro di ferro), sulla quale il contatto veniva ottenuto per mezzo di un filo molto sottile, chiamato «baffo». Verso il 1920, il raddrizzatore a ossido di rame ha fatto la sua apparizione in commercio, seguito verso il 1930 da un raddrizzatore al selenio di qualità migliore.

Le applicazioni di raddrizzatore al selenio hanno incontrato enorme favore sia in campo elettronico che elettrotecnico. Per circa 20 anni esso rimase il migliore raddrizzatore solido o «metallico», fino alla messa a punto dei raddrizzatori al germanio ed al silicio. Attualmente vengono fabbricati ancora molti raddrizzatori al selenio.

E' quindi evidente che i composti hanno avuto un ruolo importante nella storia dei semiconduttori.

Per questa ragione non stupisce il fatto che i composti intermetallici siano ancora largamente studiati alla luce delle conoscenze nuove acquisite con i semiconduttori semplici. Lo scopo di questo articolo è appunto quello di presentare i più importanti semiconduttori composti e di illustrarne le proprietà.

CONDIZIONI GENERALI

Negli articoli precedenti, sono stati esaminati gli elementi semiconduttori semplici, cioè contenenti solo un corpo semplice, nel loro stato non drogato. I due semiconduttori semplici più importanti sono il germanio ed il silicio.

Nei primi articoli si è visto anche che il germanio ed il silicio hanno quattro elettroni di valenza e presentano la medesima struttura cristallina di un diamante.

Gli elementi aventi quattro elettroni di valenza, appartengono al gruppo IV così come gli elementi aventi tre elettroni di valenza appartengono al gruppo III, gli elementi aventi cinque elettroni di valenza appartengono al gruppo V ecc.

Il germanio ed il silicio non sono i soli elementi del gruppo IV, aventi la struttura cristallina del diamante, ad essi si può aggiungere il carbonio, lo stagno, nella sua qualita allotropica chiamato stagno grigio. Questi corpi, tuttavia, non sono semiconduttori alla temperatura ordinaria.

Il «gap» — la banda vietata — del diamante è molto larga, infatti misura 7 eV ed i portatori hanno una mobilità media; il diamante e quindi considerato un isolante. Lo

stagno grigio, invece, ha una banda vietata molto stretta, dell'ordine di 0,08 eV per cui, questo corpo, è un conduttore anche a bassa temperatura.

Il germanio e il silicio hanno proprietà intermedie rispetto a quelle dello stagno e del diamante e quindi sono eccellenti semiconduttori.

I due parametri principali che permettono di stabilire se un materiale può essere utilizzato come semiconduttore sono: la larghezza della banda vietata e la mobilità dei suoi portatori di carica.

Il numero di portatori di origine termica, ad una data temperatura, dipende dalla larghezza della banda vietata del materiale considerato. Quando la banda vietata è stretta, il numero di portatori termici è più elevato di quanto non lo sia con una banda vietata larga. In effetti l'energia necessaria per far attraversare la banda vietata ad un elettrone è funzione della larghezza della banda stessa.

Si dice che un materiale semiconduttore drogato diventa estrinseco (di tipo p o tipo n) quando il numero di portatori prodotti da impurità è superiore al numero di portatori di origine termica.

Al contrario, quando il numero di portatori di origine termica è superiore al numero di portatori prodotti dalle impurità, il materiale viene detto intrinseco. Un materiale avente una piccola banda vietata diviene dunque intrinseco ad una temperatura molto più bassa che non un materiale avente una grande banda vietata.

In generale i dispositivi a semiconduttore utilizzano un materiale estrinseco, vale a dire sufficientemente drogato e funzionante in una certa gamma di temperatura.

A temperature elevate, il dispositivo cessa di funzionare poiché il materiale diventa intrinseco.

Tutti i semiconduttori hanno una temperatura limite sopra la quale il funzionamento non è più corretto. Questa temperatura limite è funzione della larghezza di banda interdetta. Più questa è larga, più elevata sarà la temperatura alla quale potrà funzionare il dispositivo senza perdere le sue proprietà di semiconduttore.

La mobilità di portatori è indubbiamente una caratteristica molto importante per un materiale semiconduttore.

Un transistore non può funzionare egregiamente se i portatori hanno una mobilità elevata e una lunga durata di percorrenza nel materiale che lo compone.

Per certi raddrizzatori, per contro, anche una mobilità relativamente bassa è perfettamente sufficiente.

COMPOSTI

I semiconduttori trattati in questo articolo sono composti da almeno due elementi, generalmente dei metalli. Un composto è una sostanza che contiene sempre i medesimi corpi semplici in rapporto fisso. Per esempio, l'acqua pura è un composto di idrogeno e di ossigeno ed il suo simbolo chimico è H2O; ciò significa che due atomi di idrogeno sono associati ad un atomo di ossigeno per formare una molecola di acqua.

Questo rapporto non varia mai e la composizione dell'acqua rimane rigorosamente fissa. Occorre distinguere un composto da una miscela Una miscela contiene due o più corpi puri, in proporzioni variabili, che non sono associabili l'uno con l'altro, in altre parole ciascuno conserva la sua individualità.

Per esempio, nei semiconduttori, il carburo di silicio (sic) è un composto in cui a ciascun atomo di carbone corrisponde un atomo di silicio. Ciò non avviene con il germanio ed il silicio, i quali si limitano a formare un miscuglio, in quantità relative qualunque.

COMPOSTI BINARI

I composti binari sono formati da due corpi semplici. Per i semiconduttori, ci si interessa più particolarmente ai composti binari dove il numero medio di elettroni di valenza per atomo è uguale a quattro.

Ad esempio l'arsenico (As) ha cinque elettroni di valenza (gruppo V) e il gallio (Ga) ne ha tre (gruppo III). Questi due elementi si associano per dare l'arseniuro di gallio GaAs, in ragione di un atomo d'arsenico per un atomo di gallio, vale a dire che il rapporto dei numeri di atomi è rigorosamente fisso e uguale a uno. Il numero medio di elettroni di valenza per atomo è dunque di quattro.

Ciò si verifica per tutti i composti dei gruppi III e V dove il rapporto dei numeri di atomi sarà uguale a 1, oppure per i composti dei gruppi II e VI, oppure I e VII che soddisfano alla medesima condizione.

Numerosi composti III-V, II-VI e I-VII hanno la struttura della blenda o solfuro di zinco. Questa struttura è rappresentata in fig. 1,

TABELLA DEGLI ELEMENTI IMPIEGATI PER REALIZZARE SEMICONDUTTORI COMPOSTI

Gruppo II 2 elettroni di valenza		Gruppo III 3 elettroni di valenza		Gruppo IV 4 elettroni di valenza		Gruppo V 5 elettroni di valenza		Gruppo VI 6 elettroni di valenza	
Berillio	(Be)	Boro	(B)	Carbone	(C)	Azoto	(N)	Ossigeno	(O)
Magnesio	(Mg)	Alluminio	(Al)	Silicio	(Si)	Fosforo	(P)	Zolfo	(S)
Zinco	(Zn)	Gallio	(Ga)	Germanio	(Ge)	Arsenico	(As)	Selenio	(Se)
Cadmio	(Cd)	Indio	(In)	Stagno	(Sn)	Antimonio	(Sb)	Tellurio	(Te)
Mercurio	(Hg)	Tallio	(Tl)	Piombo	(Pb)	Bismuto	(Bi)		

con degli atomi dei gruppi III e V. Si nota che essa assomiglia alla struttura del diamante tipica del germanio o del silicio, ma che gli atomi sono alternativamente di uno o dell'altro corpo semplice che forma il cristallo.

La differenza principale tra la struttura della blenda e quella del diamante sta nel fatto che i tagli degli atomi sono differenti, ciò fa si che il reticolo cristallino non abbia le simmetrie del reticolo del diamante.

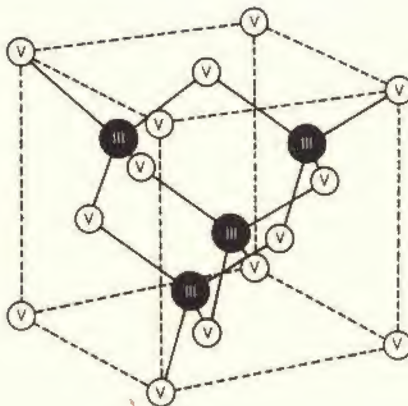


Fig. 1 - Struttura cristallina della blenda.

COMPOSTI III - V

I composti binari di elementi dei gruppi III e V sono stati tra i primi ad essere studiati in vista della loro possibile utilizzazione come semiconduttori.

Essi comprendono in particolare l'arseniuro di gallio, l'antimoniuro di gallio, il fosfuro d'indio, l'antimoniuro di alluminio e l'antimoniuro d'indio.

Le analogie che sembrano esistere tra questi composti e i semiconduttori semplici, come il germanio o il silicio, sono state alcune delle ragioni per cui questi elementi sono stati studiati. Numerosi composti hanno delle proprietà elettriche simili a quelle dei semiconduttori semplici, benché altri composti abbiano delle proprietà molto differenti, particolarmente in ciò che concerne la mobilità dei portatori e la larghezza della banda interdetta. I composti intermetallici sono ancora oggetto di studi approfonditi, in particolare a causa di queste differenze.

E' possibile preparare dei semiconduttori composti di tipo «n» o di tipo «p», come avviene nei semiconduttori semplici. Il drogaggio tuttavia, è più difficile e i risultati sono prevedibilmente meno agevoli.

In pratica, i composti III-V vengono drogati aggiungendo come impurità un elemento donatore del gruppo VI, per formare un materiale di tipo «n», oppure aggiungendo un elemento accettatore di gruppo II per formare un materiale di tipo «p».

Il telluro e lo zolfo sono dei materiali donatori del gruppo VI frequentemente utilizzati; lo zinco del gruppo II, è una impurità di tipo «accettatore» di largo impiego.

Generalmente, un atomo donatore sostituisce un atomo del gruppo V e un atomo accettatore sostituisce un atomo del gruppo III, in altre parole si ha un portatore per ogni atomo di impurità.

Si può tuttavia rendere intrinseco un composto III-V senza aggiungere impurità. Si supponga ad esempio che in un materiale si abbiano più atomi del gruppo V che atomi del gruppo III. In questo caso è come se certi atomi del gruppo V sostituissero degli atomi del gruppo III, liberando così un certo numero di elettroni.

Un eccesso di atomi del gruppo V produce così un materiale di tipo «n», mentre un eccesso di atomi del gruppo III produce un materiale di tipo «p».

E' possibile completare le proprietà elettroniche di un certo numero di semiconduttori composti miscelandoli tra loro.

Quando dei corpi semplici o composti formano un miscuglio uniforme, questi viene denominato «soluzione».

Quando il corpo risultante è un solido, oppure quando la soluzione si effettua mescolando dei corpi allo stato solido, si può dire che siamo in presenza di una «soluzione solida». Un certo numero di composti semiconduttori formano così delle soluzioni solide che permettono di ottenere dei materiali aventi una data larghezza di banda interdetta.

Se ad esempio uno dei composti ha una banda interdetta di 0,3 eV e l'altro composto con il quale si può formare una soluzione solida ha una banda interdetta di 1,2 eV, si può formare una soluzione avente una banda interdetta compresa tra 0,3 e 1,2 eV, regolando le proporzioni relative dei due composti.

A questo punto appare interessante passare in rassegna i principali composti semiconduttori binari.

ARSENIURO DI GALLIO

L'arseniuro di gallio (GaAs) è o può essere il più promettente dei semiconduttori composti binari, nella maggior parte delle applicazioni.

La sua banda interdetta è di 1,43 eV; ciò permette di utilizzarlo a temperatura elevata, circa 450°C. I suoi portatori hanno una mobilità elevata; la mobilità elettronica è di 5000 cm^2/V-s e la mobilità delle cavità è di 300 cm°/V-s.

Queste due caratteristiche, mobilità elevata e larga banda di valenza promettono di pensare che l'arseniuro di gallio può come il silicio e il germanio, essere impiegato per la costruzione di transistori, ed in particolare per realizzare dei dispositivi funzionanti a temperatura elevata.

L'arseniuro di gallio possiede inoltre un certo numero di altre proprietà che lo rendono atto ad altre applicazioni, ad esempio diodi tunnel, diodi per microonde (varactors e mescolatori), diodi luminescenti, laser e semiconduttori e generatori micro-onde ad effetto Gunn.

FOSFURO D'INDIO

Le proprietà del fosfuro d'indio (InP) sono paragonabili a quelle dell'arseniuro di gallio; la sua larghezza di banda vietata è di 1,25 eV, la mobilità elettronica è di 4000 cm^2/V-s e la mobilità delle cavità è di 100 cm^2/V-s.

Questi valori sono leggermente inferiori a quelli dell'arseniuro di gallio, ciò fa si che la temperatura limite e la frequenza di taglio di un transistore al fosfuro d'indio risultino leggermente meno favorevoli rispetto a quelle di un transistore all'arseniuro di gallio.

COMPOSTI D'ANTIMONIO GLI ANTIMONIURI

L'antimonio è un elemento del gruppo V che si combina con più

elementi del gruppo III per formare dei semiconduttori composti, gli antimoniuri.

I tre più importanti sono: l'antimoniuro d'indio, l'antimoniuro di gallio e l'antimoniuro d'alluminio.

L'antimoniuro d'indio (In Sb) ha una larghezza di banda interdetta di 0,2 eV. E' noto per i valori molto elevati della mobilità dei suoi portatori; 100.000 cm^2/V-s per gli elettroni e 3000 cm^2/V-s per le cavità. Queste mobilità elevate permettono di realizzare degli eccellenti transistori per micro-onde, ma la piccola larghezza della banda di interdizione non consente di utilizzarli a temperatura ambiente: è necessario raffreddarli.

L'antimoniuro d'indio è stato impiegato per realizzare dei diodi rilevatori nella gamma dell'infrarosso.

La larghezza della banda di interdizione dell'antimoniuro d'alluminio è di 1,52 eV ma le mobilità dei suoi portatori sono molto lente.

Esso sembra assai promettente per realizzare dei raddrizzatori, ma le considerevoli difficoltà tecnologiche che riscontra la sua preparazione limitano le sue possibilità di utilizzazione pratica.

Le mobilità e la larghezza della banda vietata dell'antimoniuro di gallio sono intermediarie fra quelli dell'antimoniuro d'indio e quelli dell'antimoniuro di alluminio; tuttavia, come quest'ultimo, le sue possibilità di utilizzazione sono limitate dal fatto che è difficile da purificare.

CARBURO DI SILICIO

Il carburo di silicio è un caso particolare di composti IV-IV, il carbone ed il silicio, infatti, sono entrambi elementi del gruppo IV.

Si produce commercialmente sotto forma molto impura da molto tempo; le sue applicazioni più importanti sono: i parafulmini e, sotto forma di polvere, gli abrasivi carborundum.

Debitamente purificato, il carburo di silicio forma un semiconduttore dove la larghezza della banda vietata è molto ampia — 3 eV —, mentre le mobilità sono molto piccole, inferiori a 100 cm^2/V-s. Si utilizza perciò per fabbricare dei raddrizzatori speciali ad alta temperatura, circa 500°C. Viene impiegato anche per realizzare delle resistenze non lineari per applicazioni elettroniche ed elettriche.

COMPOSTI II-VI

I due esempi più conosciuti di composti II-VI sono il solfuro di zinco e il solfuro di cadmio.

Il solfuro di zinco ha una debole mobilità e una larghezza della banda vietata molto ampia (3,6 eV). E' questo un corpo fosforescente, vale a dire che emette luce senza essere portato all'incandescenza.

Il solfuro di cadmio trova impiego grazie alla sua elevata sensibilità alla luce; perciò è un fotoconduttore. Viene utilizzato frequentemente come rivelatore fotosensibile.

ALTRI SEMICONDUTTORI COMPOSTI

Oltre ai composti aventi la struttura cristallina della blenda, esistono altri composti aventi la struttura del sale da tavola cristallizzato.

Ad esempio, il piombo, del gruppo IV, forma dei composti con molti elementi del gruppo VI: il tellurio, lo zolfo, il selenio. I composti risultanti che sono il tellurio di piombo, il solfuro di piombo e il seleniuro di piombo, giocano un ruolo importante nella fabbricazione dei rivelatori ottici e infrarossi.

Sono tuttavia relativamente difficili da ottenere in modo controllato. Sono stati studiati anche dei semiconduttori composti da tre o anche quattro elementi che sembrano essere assai promettenti. La loro utilizzazione pratica, tuttavia, dovrà attendere la messa a punto di migliori tecniche di purificazione e di crescita monocristallina.

IMPIEGO DEI SEMICONDUTTORI COMPOSTI

Alla grande varietà di semiconduttori composti corrisponde un altrettanto grande numero di proprietà che consentono di realizzare un'ampia gamma di dispositivi.

Qui di seguito viene fornito un elenco delle loro principali applicazioni possibili, al fine di dare un'idea di quello che essi permettono o permetteranno di realizzare.

1) Magnetoresistori

Basati sulla variazione di resistenza sotto l'effetto di un campo magnetico. Tutti i semiconduttori sono sensibili all'effetto dei campi magnetici, in forma più o meno pronunciata. L'antimoniuro d'indio, in particolare, permette di realizzare dei dispositivi per la rivelazione o la misura dei campi magnetici.

2) Piezoresistori

Basati sulla variazione di resistenza sotto l'effetto di una pressione: antimoniuro d'indio, arseniuro d'indio.

3) Termistori

Basati sulla variazione di resistenza dovuta ad una variazione di temperatura. La resistenza di un semiconduttore varia con la temperatura. I termistori, che utilizzano in generale degli ossidi metallici, sfruttano questo effetto.

4) Varistori

Un varistore è una resistenza non lineare, vale a dire il suo valore dipende dalla corrente che l'attraversa.

La sua resistenza, in generale, diminuisce con l'aumentare della corrente (carburo di silicio).

5) Rivelatori di infrarosso

L'irradiazione infrarossa è un'irradiazione ottica in cui la lunghezza d'onda è superiore alla lunghezza d'onda di un raggio visibile. La sua energia elementare è dunque più debole di quella della luce visibile.

Certi semiconduttori particolarmente sensibili ai raggi infrarossi, vengono utilizzati come rivelatori: tellurio di piombo, solfuro di piombo, antimoniuro d'indio.

6) Luminescenza

Proprietà di un corpo che emette luce senza essere portato all'incandescenza: solfuro di zinco, solfuro di cadmio. Si chiama incandescenza l'emissione di luce sotto l'effetto di una temperatura elevata. I materiali luminescenti permettono di produrre una irradiazione luminosa senza utilizzare delle temperature elevate. Questi materiali si dividono in due categorie:

a) Materiali luminescenti, che non emettono se non sono eccitati da una sorgente di energia esterna: lam-

pade fluorescenti, tubi catodici per televisione, ecc.

b) Materiali fosforescenti, che continuano ad emettere luce quando la eccitazione è terminata: ad esempio le lancette luminose di un orologio.

7) Conversione termoelettrica

Un dispositivo termoelettrico che è capace di convertire direttamente il calore in energia elettrica: tellurio di bismuto.

8) Diodi a semiconduttori

Si chiamano diodi tutti i dispositivi a due elettrodi che conducono più facilmente l'elettricità in una certa direzione. Il diodo per raddrizzamento è il più comune, ma vi sono altri tipi: diodi mescolatori per alta frequenza, varactor, diodi tunnel (arseniuro di gallio, carburo di silicio).

9) Transistori

I semiconduttori composti possono permettere di realizzare dei transistori aventi delle prestazioni più alte che non quelle dei dispositivi al germanio o al silicio.

Il materiale più interessante per queste applicazioni è l'arseniuro di gallio, che possiede una larga banda di interdizione e una mobilità elevata. Questo materiale permette di realizzare dei transistori funzionanti ad alta temperatura, che sono particolarmente interessanti per le applicazioni spaziali.

10) Sorgenti luminose

Un diodo emettitore è costituito da una giunzione «p-n» polarizzata nel senso diretto, per cui la costituzione è tale che l'energia liberata, durante la ricombinazione dei portatori, appare sotto forma di fotoni, corpuscoli di energia luminosa.

Siccome l'energia di questi fotoni è circa uguale alla larghezza della banda di interdizione, la luce emessa da questi diodi è pressoché monocromatica.

L'arseniuro di gallio è il materiale più utilizzato per la realizzazione di diodi emettitori di luce.

11) Laser a semiconduttori

Disponendo convenientemente la giunzione di un diodo emettitore, è possibile fargli emettere un'onda luminosa coerente. Per realizzare questo tipo di laser si utilizza principalmente l'arseniuro di gallio.

12) Generatori di microonde

Sono stati realizzati dei generatori per microonde utilizzando l'effetto Gunn. Con tale sistema si possono costruire degli oscillatori con frequenza attorno ai 40 GHz (arseniuro di gallio).

LIMITAZIONI ATTUALI

L'utilizzazione dei semiconduttori composti non è assai corrente. In effetti la loro tecnologia soffre di una certa limitazione.

Questi composti, a confronto con il germanio e il silicio, sono difficili da purificare e da produrre sotto forma di monocristalli.

E' pure difficile controllarne esattamente il drogaggio.

Infine frequentemente le loro caratteristiche si alterano rapidamente. La maggior parte dei dispositivi utilizzanti dei semiconduttori composti sono di natura particolare e hanno una applicazione molto limitata.

SVILUPPI FUTURI

Benché le applicazioni commerciali dei semiconduttori composti non siano molto vaste, alcuni di loro, come ad esempio l'arseniuro di gallio, vengono usati in speciali dispositivi: diodi tunnel, mescolatori microonde, varactor, diodi luminescenti, e laser a semiconduttori, transistori ad alta temperatura, oscillatori ad effetto Gunn.

Si spera che lo sviluppo tecnologico di questi semiconduttori composti aumenti le possibilità d'impiego. E' certo che questi semiconduttori, in virtù delle loro particolari proprietà, permetteranno di sviluppare nuovi metodi di preparazione e di realizzare nuovi dispositivi.

Il loro impiego dovrebbe riguardare il campo delle elevate temperature, delle grandi velocità, delle alte frequenze e delle grandi potenze.



l'angolo del CB

di Piero SOATI

UNA VIA NUOVA PER I CB

E videntemente inserire un hobby strettamente legato al cosiddetto tempo libero nel campo delle radiocomunicazioni non è un problema di facile risoluzione.

Ciò del resto è confermato dal fatto che anche in quelle nazioni in cui questa attività è consentita essa è regolata in maniera molto precisa e le norme stabilite sono fatte rispettare con la massima severità.

D'altra parte se si ascoltano le conversazioni che si incrociano in Italia nella gamma dei CB si giunge senz'altro alla conclusione che gli italiani il loro tempo libero lo impiegano veramente male, se esso è limitato allo scambio di quattro chiacchiere, quasi sempre insulse se si escludono quelle comunicazioni in cui il secondo fine è evidente.

E' ovvio che quanto affermiamo non è dovuto a dei particolari preconcetti circa l'attività dei CB, se mai lo è nei confronti di coloro che sfruttando la buona fede altrui hanno fatto il possibile per pescare nel torbido per scopi non del tutto oscuri anche se adesso anziché alla pesca dei granchi si dedicano a quella dei gamberi.

Comunque a parte ogni considerazione di carattere recriminatorio pensiamo che le recenti disposizioni emanate dal ministero delle P.T.T. possano in certo qualmodo tagliare la famosa testa al toro.

Infatti se è vero che molti appassionati della gamma dei 27 MHz hanno sempre affermato che lo scopo della loro attività era quello di dedicarsi allo studio dell'elettronica ma che trovavano un insormontabile ostacolo nel conseguire la patente di radioamatore a causa del famoso esame di telegrafia, la circolare XI/7532/122 sembra fatta su misura per consentire loro di superare questo intoppo.

Analizziamo pertanto brevemente queste nuove disposizioni che certamente potranno interessare seriamente coloro che si sono dedicati a questa attività con l'intento sincero di migliorare la loro cultura e che pensiamo siano la maggioranza.

Ciò indipendentemente dalle nuove norme che sembrano sbloccare una situazione che si era fatta sempre più difficile per gli autentici CB.

LICENZA SPECIALE VHF

Come è noto il Regolamento delle Radiocomunicazioni, *redatto a Ginevra nel 1959 e modificato successivamente da alcune conferenze straordinarie all'articolo 41, paragrafo 1563, relativo alle stazioni di radioamatore precisa quanto segue:* «tutte le persone che manovrano gli apparecchi di una stazione di radioamatore, devono dimostrare di essere in grado di trasmettere e ricevere correttamente dei testi redatti in segnali Morse. Tuttavia le amministrazioni interessate potranno non applicare queste prescrizioni quando si tratti di stazioni che lavorino esclusivamente su frequenze superiori ai 144 MHz».

Può anche essere utile ricordare che il paragrafo 1564 chiarisce «che le amministrazioni devono prendere le misure che esse giudicano necessarie per accertare le attitudini tecniche delle persone che manovrano una stazione di radioamatore» *mentre il paragrafo 1565 afferma* «che la potenza massima delle stazioni di radioamatore è fissata dalle amministrazioni interessate tenendo conto delle attitudini tecniche degli operatori e delle condizioni in cui devono funzionare tali stazioni.

In relazione a quanto previsto dal Regolamento *il Ministero delle P.T.T. ha emanato recentemente la nota XI/7532/122 con la quale comunica ai Circoli delle Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche le opportune istruzioni per il rilascio delle* patenti speciali *di stazione di radioamatore, con potenza non superiore ai 10 W, funzionanti esclusivamente nelle gamme superiori ai 144 MHz (quindi compresa la gamma 144 ÷ 146 MHz).*

In questa nota si precisa che detta patente può essere ottenuta senza l'effettuazione da parte del richiedente della prova di telegrafia poi-



Un interessante modernissimo rice-trasmettitore per la gamma dei 144 MHz.

ché il programma allegato al D.P.R. n. 1214 del 5 agosto 1966 è stato limitato alla sola prova teorica.

Per conseguire la patente speciale occorre presentare ai Circoli delle Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche del Ministero P.T.T. la seguente documentazione:

a) domanda in carta legale da 500 lire con la richiesta di ammissione all'esame di patente speciale di operatore facendo riferimento al D.P.R. 1214 del 5 agosto 1966 ed alla circolare XI/7532/122 del 10 giugno 1972.
b) due fotografie di cui una legalizzata.
c) una marca da bollo da lire 500.
d) dichiarazione cumulativa dello ufficio anagrafico, oppure un altro documento, dal quale risultino le generalità ed il domicilio del richiedente.
e) attestato del versamento di lire 500 sul CCP 1/11440 intestato alla Direzione Provinciale P.T.T. di Roma per rimborso spese.

Dal suddetto esame sono esclusi coloro che abbiano diritto alla concessione in base alle condizioni previste dagli art. 2 e 3 del D.P.R. 1214.

A tutti coloro che avranno superato la suddetta prova, o che abbiano diritto alla concessione senza esame, sarà rilasciato il nuovo titolo costituito da una patente ordinaria sul cui frontespizio verrà apposta la annotazione «Valida solo per l'esercizio di stazioni che utilizzano frequenze superiori ai 144 MHz».

Alle nuove patenti sarà data la stessa numerazione delle patenti ordinarie con l'apposizione, dopo la sigla automobilistica della città in cui ha sede il Circolo C.T.T. di una barra seguita dalla lettera W.

LICENZA DI TRASMISSIONE SPECIALE

Tutti coloro che avranno conseguito la patente speciale, inoltrando domanda alla Direzione Centrale dei Servizi Radioelettrici del Ministero P.T.T., potranno ottenere la licenza speciale *per la quale naturalmente dovranno essere osservate le norme e le procedure in vigore per la licenza ordinaria.*

La documentazione da presentare al Ministero per ottenere dette licenze è la seguente:

a) domanda in carta legale da lire 500, facendo riferimento alla licenza speciale, al decreto ed alla circolare alla quale abbiamo già accennato. In detta domanda dovrà essere pure indicato il numero della patente spciale.
b) ricevuta, oppure fotocopia, della ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni.
c) attestazione del versamento di lire 3.000 sul CCP 1/11440 intestato ala Direzione Provinciale P.T.T. di Roma - Canone Concessioni e proventi vari dei Servizi Radioelettrici - Tassa di esercizio prevista per la licenza speciale di radioamatore.
d) attestazione del versamento di lire 1.000 a favore dell'Ufficio IGE di Roma - Concessioni governative (il versamento deve essere effettuato sugli speciali moduli che sono reperibili presso qualsiasi ufficio postale).
e) una marca da bollo da lire 500.
f) certificato di residenza, oppure attestazione delle competenti autorità di P.S. o degli uffici comunali, dal quale risulti il domicilio o l'abituale residenza del richiedente.

La licenza speciale è simile alle licenze ordinarie ma è stampata su cartoncino rosso anziché verde. In essa oltre al nominativo, il cui prefisso IW *sarà seguito da una cifra che varierà, a seconda della competenza territoriale dei rispettivi Compartimenti Postali ai quali sarà successivamente demandato il rilascio delle licenze, saranno riportate le seguenti norme:*

a) la potenza massima di alimentazione anodica (nel caso di trasmettitori a valvola) dello stadio finale non dovrà superare i 10 W.
b) le relative stazioni sono liberamente trasferibili *(purché non si tratti di cambio di domicilio definitivo che in tal caso deve essere denunciato) senza la preventiva autorizzazione del Ministero P.T.T.*
c) i possessori di licenza speciale, a meno che non siano in possesso di altra licenza, non possono detenere apparecchiature che siano in grado di operare su gamme diverse da quelle per le quali hanno avuto la autorizzazione e che come abbiamo detto devono superare la frequenza di 144 MHz.

Precisiamo altresì, come abbiamo già comunicato in altra parte della rivista, che a ciascun titolare di licenza ordinaria il Ministero provvederà ad inviare una autorizzazione permanente di libero trasferimento delle stazioni funzionanti su frequenze superiori ai 144 MHz con non più di 10 W di potenza.

FRASEOLOGIA PER RADIOAMATORI E CB

Italiano - *Quì il tempo è: 1) bellissimo. 2) sereno 3) nuvoloso 4) piovoso 5) con vento 6) nebbioso 7) caldo 8) freddo 9) nevica.*

Francese - *Le temps ici est: 1) merveilleux 2) clair 3) nuageux 4)*

pluvieux 5) il y a du vent 6) il y a du brouillard 7) il fait chaud 8) il fait froid 9) il neige.

Inglese - *The weather here is: 1) very fine 2) clear (soleggiato = sunny) 3) cloudy 4) rainy 5) windy 6) foggy 7) warm 8) cold 9) it is snowing.*

Spagnolo - *El tiempo aquì es: 1) muy bueno 2) claro 3) nublado 4) lluvioso 5) ventoso 6) nebuloso 7) acalorado 8) frio 9) està nevado.*

Tedesco - *Das Wetter hier ist: 1) sehr schön 2) klar 3) bewölkt 4) regnerisch 5) winding 6) diesig 7) warm 8) kalt 9) Det snöar.*

Russo - *Pogoda zdjes: 1) prekrasnaja 2) jasnaja 3) oblaçno 4) dozdljivaja 5) vetrenjaja 6) tumanaja 7) zarkaja 8) holodnaja 9) snjezit.*

Esperanto - *La vetero ci tie estas: 1) bela, 2) klara 3) nuba 4) pluva 5) venta 6) nebula 7) varma 8) malvarma 9) negas.*

Il gruppo del codice «Q» «QSY» se seguito dall'interrogativo significa: *«debbo passare a trasmettere su un'altra frequenza?» mentre senza interrogativo significa: «passate a trasmettere su un'altra frequenza oppure passate a trasmettere su .... kHz (oppure MHz)».*

Italiano: - *Potete fare QSY: 1) più in alto 2) più in basso (di circa cinque - od altro numero) di kilocicli?).*

Francese - *Pouvez-vous QSY: 1) plus haut 2) plus bas à peu près cinq kilohertz?*

Inglese - *Can you QSY: 1) higher 2) lower, about five kilohertz?*

Spagnolo - *Puede usted QSY: 1) mas alto 2) mas bajo cerca de cinco kilohertz?*

Tedesco - *Konnen Sie QSY: 1) höher 2) tiefer etwa fünf Kilohertz machen?*

Russo - *Jest li u Vaz vozmoznost sdjelat QSY: 1) verh okolo pjati kilogerc 2) vniz okolo pjati kilogerc?*

Esperanto - *Cu vi povas fari QSY: 1) pli alten 2) pli malalten proksimume kvin kilohertz?*

Italiano - *Non posso fare QSY*

Francese - *Je ne peux pas QSY*

Inglese - *I cannot QSY*

Tedesco - *Ich kann nicht QSY machen*

Russo - *Ne v sostajanie sdjelat QSY*

Esperanto - *Mi ne povas fari QSY.*



EFR-RAB40K2
(EFR-OAB40K2)

MICROFONI CERAMICI ULTRASONICI



EFR-RCB40K2
(EFR-OCB40K2)



EFR-RSB40K2
(EFR-OSB40K2)

L'installazione di comandi a distanza ultrasonici, anche nelle apparecchiature elettroniche di più vasto consumo come ad esempio i televisori, sta diventando sempre più frequente. Per mezzo di questi comandi a distanza, che presentano una piccola direttività, l'apparecchio può essere comandato a prescindere dalla direzione che è stata impartita all'onda ultrasonora nella stanza. Allo scopo, solitamente, viene impiegato un segnale ultrasonico di circa 40 kHz. Un dispositivo ultrasonico per il comando a distanza è costituito da un trasmettitore che invia un segnale ultrasonico e da un ricevitore che lo capta. Il trasmettitore invia una onda ultrasonica equivalente alla frequenza di risonanza per mezzo di una barra di alluminio o per mezzo di un microfono a condensatore o ancora per mezzo di un microfono ad ultrasuoni.

Per la ricezione si usa o un microfono a condensatore oppure un microfono piezoelettrico non risonante.

I microfoni ceramici ad ultrasuoni descritti in questo articolo, rispetto a tipi similari reperibili in commercio, offrono delle prestazioni superiori a dispetto delle più piccole dimensioni.

In un microfono a condensatore o in un microfono piezoelettrico non risonante la sensibilità è uniforme ad ogni frequenza, mentre un microfono ceramico ad ultrasuoni, che impiega un elemento piezoelettrico come risonatore, presenta una maggior sensibilità, ma a nessun'altra frequenza che quella di risonanza, il che garantisce un microfono esente da cattivo funziona-

La richiesta sempre crescente di efficienti comandi a distanza, per gli impieghi più disparati, ha portato alla realizzazione di microfoni ultrasonici ceramici, i quali, oltre a presentare una eccezionale affidabilità risultano di facile impiego e particolarmente economici.
In questo articolo vengono presi in esame alcuni microfoni ultrasonici della Matsushita che possono essere richiesti presso i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

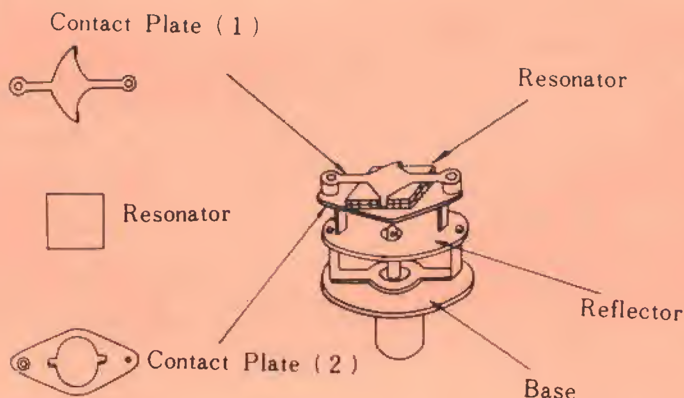


Fig. 1 - Struttura di un microfono convenzionale.

mento a causa di frequenze diverse da quella giusta.

Le proprietà più significative di questi microfoni ultrasonici sono:

- Alta sensibilità superiore a —67 dB/V/μBar.
- Eccezionale resistenza alla temperatura ed all'umidità.
- Caratteristiche elettriche e meccaniche stabili.
- Piccole dimensioni, specialmente per quanto riguarda i modelli EFR-RSB40K2 ed EFR-OSB40 K2.

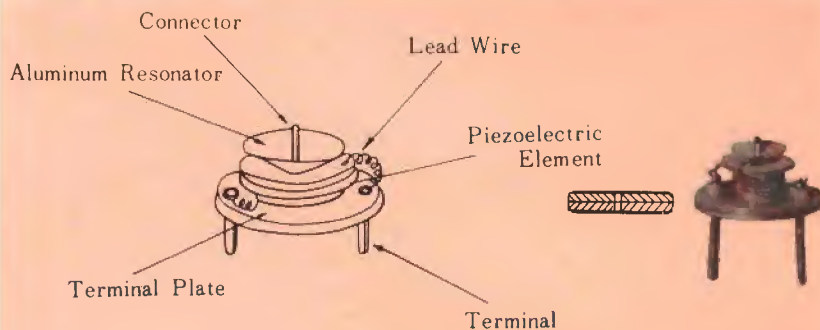


Fig. 2 - Struttura dei microfoni ultrasonici Matsushita.

STRUTTURA DEI MICROFONI ULTRASONICI

La Fig. 1 illustra la struttura del microfono prodotto dalla Euphonics. I due elementi ceramici quadrati insieme agli elettrodi contrapposti funzionano come un vibratore piezoelettrico, e la parte vibrante è sostenuta da due piastre di contatto.

Una piastra di contatto (1) copre la parte centrale di un vibratore piezoelettrico per rendere maggiore l'ampiezza delle vibrazioni.

Una seconda piastra di contatto (2), che presenta un grosso foro al centro, rafforza l'effetto delle vibrazioni causate dall'onda riflessa dal riflettore.

Le caratteristiche di sensibilità, quindi, sono esattamente determinate dalla posizione del risuonatore e dalla posizione e forma del riflettore.

Il difetto di questo tipo di microfono è dato dal fatto che l'ampiezza di banda è piuttosto stretta ed il vibratore piezoelettrico è soggetto a distaccarsi dalla piastra di contatto per effetto di vibrazioni o urti.

I microfoni ceramici ad ultrasuoni recentemente realizzati dalla Matsushita, rispetto a quelli convenzionali, presentano una struttura che riesce a dare maggiore sensibilità, ampiezza di banda più larga e dimensioni ridotte.

Inoltre, è possibile realizzare un microfono ceramico ad ultrasuoni con un'ampiezza di banda molto più larga collegando molti vibratori composti. I microfoni ceramici Matsushita impiegano dischi ceramici piezoelettrici come risuonatori. Come illustrato in fig. 2, un vibratore composto è costituito essenzialmente da due dischi piezoelettrici combinati con gli elettrodi contrapposti l'uno all'altro, da un connettore al centro dei dischi e da un risuonatore conico di metallo.

Quando un'onda ultrasonica cade sul vibratore composto, il vibratore ceramico piezoelettrico inizia a vibrare e la parte centrale del vibratore piezoelettrico vibra violentemente a causa del risuonatore metallico, per cui come risultato finale si genera una tensione. Inoltre la onda di pressione costante (onda riflessa) all'interno dell'involucro del microfono rafforza ulteriormente la tensione del segnale.

Il microfono ceramico ad ultrasuoni viene così progettato considerando l'effetto dell'onda di pressione costante all'interno dell'involucro del microfono, le caratteristiche dell'involucro stesso (che variano a seconda della forma e delle dimensioni di quest'ultimo) e la posizione del vibratore composto.

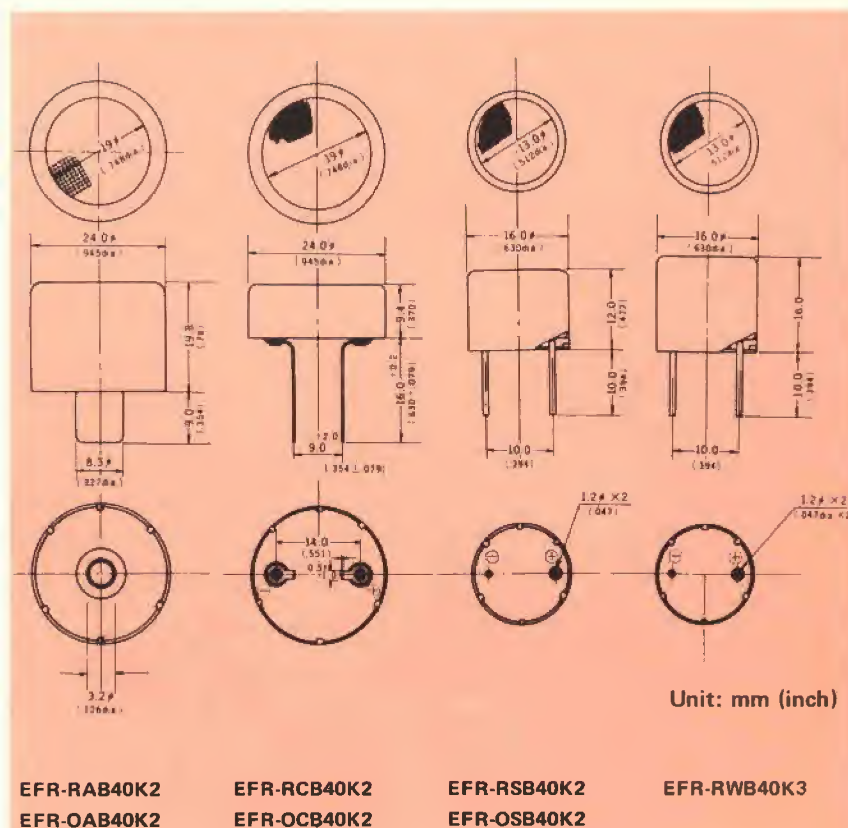


Fig. 3 - Caratteristiche meccaniche dei microfoni ultrasonici Matsushita.

Nell'involucro di un microfono ultrasonico a larga banda per un comando a distanza a più canali, la ampiezza di banda viene allargata da caratteristiche di frequenza a due punte realizzate avvicinando il più possibile l'onda di pressione costante e la risonanza del vibratore composto.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Risposta in frequenza

La fig. 5 illustra la caratteristica della risposta in frequenza.

Sebbene la massima sensibilità dei microfoni ceramici ad ultrasuoni convenzionali sia di —67 dB/V/μBar, con i microfoni Matsushita si possono ottenere —57 dB.

I microfoni a banda più larga la cui ampiezza di banda raggiunge circa 8 kHz (—73 dB) sono adatti per comandi a distanza a più canali. Essi possono essere usati come trasmettitori ed in questo caso la loro caratteristica di frequenza è quella illustrata in fig. 6.

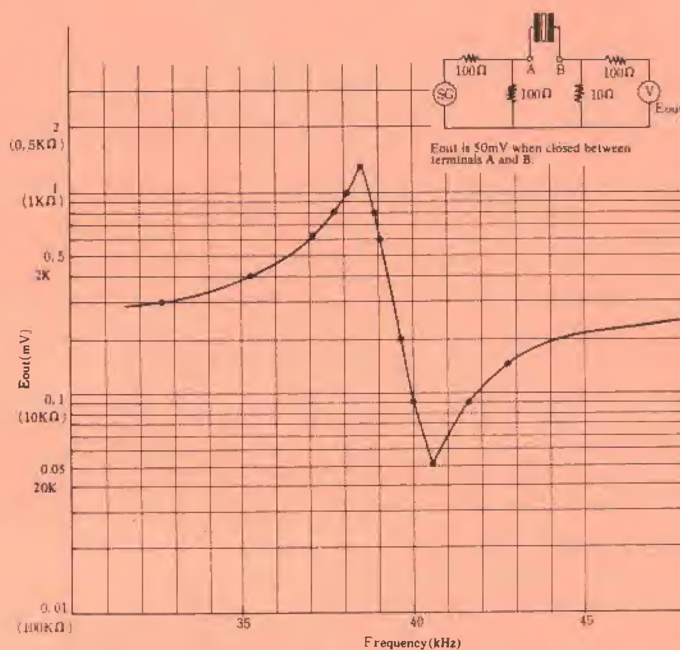


Fig. 4 - Caratteristica elettrica.

DATI TECNICI D'IMPIEGO							
	Modello normale		Modello sottile		Modello miniaturizzato		Modello a larga banda
Applicazione	Ricevitore	Trasmettitore	Ricevitore	Trasmettitore	Ricevitore	Trasmettitore	Ricevitore
N. di codice Matsushita	EFR-RAB40K2	EFR-OAB40K2	EFR-RCB40K2	EFR-OCB40K2	EFR-RSB40K2	EFR-OSB40K2	EFR-RWB40K3
N. di codice G.B.C.	QQ/0178-00	QQ/0178-02	QQ/0178-04	QQ/0178-06	QQ/0178-08	QQ/0178-10	—
Frequenza centrale	Ricevitore 40 ± 1 kHz Trasmettitore 41 ± 1 kHz						
Sensibilità alla frequenza centrale	—67 dB/V/μBar min.						
Larghezza di banda a —75 dB/V/μBar	3,5 kHz		3,5 kHz		4 kHz		6 kHz
Direttività	La sensibilità non varia oltre i —7,5 dB entro un campo di 30° a destra ed a sinistra rispetto alla linea perpendicolare alla superficie dell'esemplare						
Effetti della temperatura	La frequenza centrale non varia oltre i 3 kHz rispetto al valore specificato entro un campo di temperatura compreso tra —20 e +80°C (—4 ÷ 176°F)						

Carico

A causa dell'impedenza elettrica dei microfoni ceramici ad ultrasuoni che è di circa 40 kΩ, è opportuno che il terminale d'uscita sia adattato a questo valore. L'impedenza tuttavia può variare a seconda del circuito in questione.

La fig. 7 (a) illustra come possono cambiare frequenza centrale, sensibilità e ampiezza di banda in funzione del carico applicato.

Direttività

La fig. 8 mostra la direttività del microfono. La caratteristica varia a seconda della forma e della grandezza del risuonatore metallico, delle dimensioni dell'involucro e della posizione del risuonatore.

Un microfono avente una piccola direttività come quello illustrato alla fig. 9, è adatto per comandi a distanza.

Al contrario, per un rivelatore di prossimità che richiede una grande direttività, è opportuno collegare una guida d'onda al microfono.

Comportamento al variare della temperatura

Poiché la caratteristica della risposta in frequenza di un microfono ceramico ad ultrasuoni viene misurata in una camera anecoica insieme ad un altoparlante campione, per misurare il comportamento di esso al variare della temperatura, l'intera camera anecoica dovrebbe essere posta in un forno a temperatura costante. La misura è molto difficile perché devono essere considerati anche gli effetti della temperatura sull'altoparlante e sulla camera anecoica.

Il comportamento di un risuonatore al variare della temperatura è illustrato nella fig. 10.

Effetto del calore

Un microfono campione è stato tenuto a temperatura ambiente per un'ora, dopo essere stato posto in una camera a temperatura costante a 80°C (176°F) per 100 ore. Si sono riscontrati solo piccoli cambiamenti di comportamento.

Effetti dell'umidità

Si sono riscontrati alcuni piccoli cambiamenti di comportamento dopo che il microfono campione è stato tenuto per un'ora in condizioni

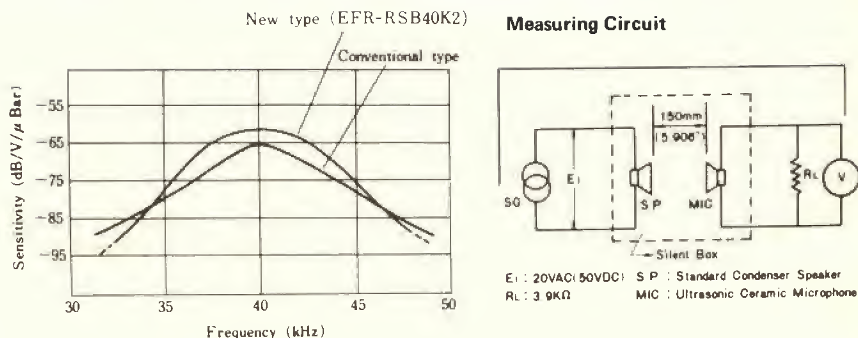


Fig. 5 - Caratteristica di risposta in frequenza (come ricevitore).

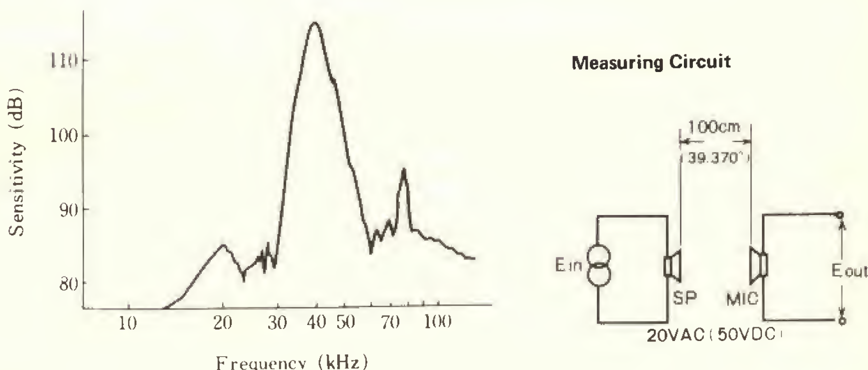


Fig. 6 - Caratteristica della risposta in frequenza (come trasmettitore).

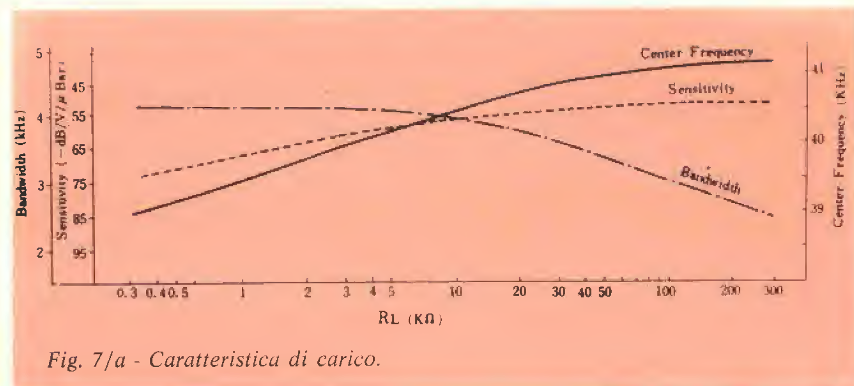


Fig. 7/a - Caratteristica di carico.

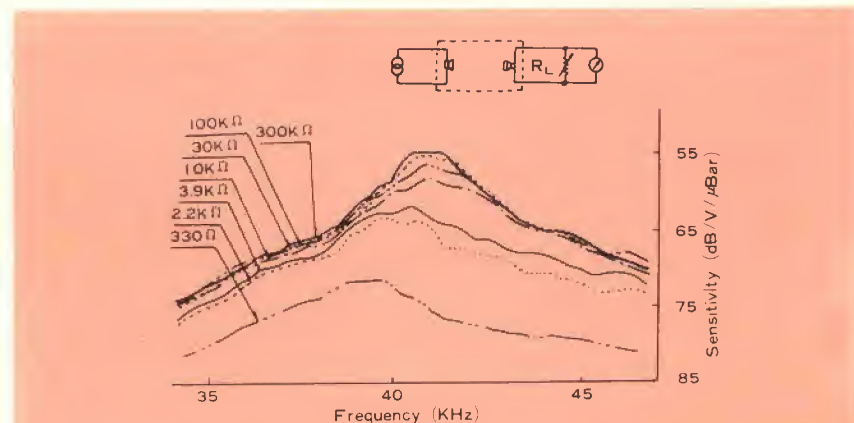


Fig 7/b -Caratteristica della sensibilità in rapporto al carico R_L.

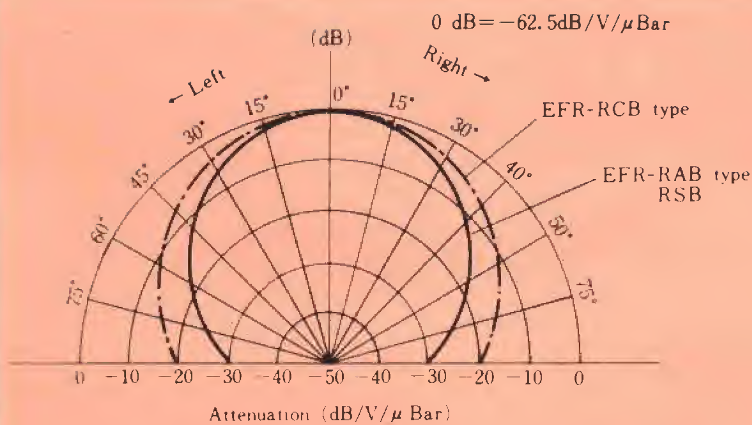


Fig. 8 - Direttività (1).

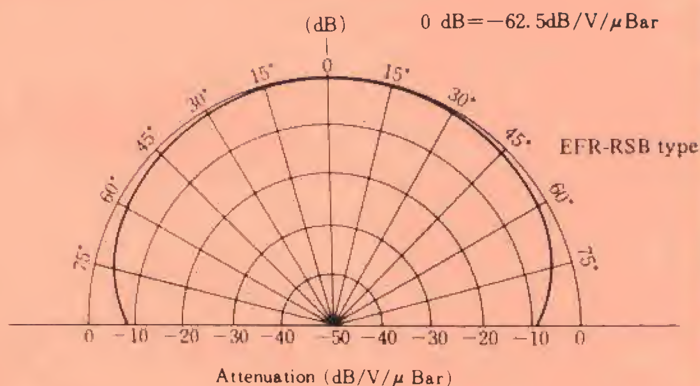


Fig. 9 - Direttività (2).

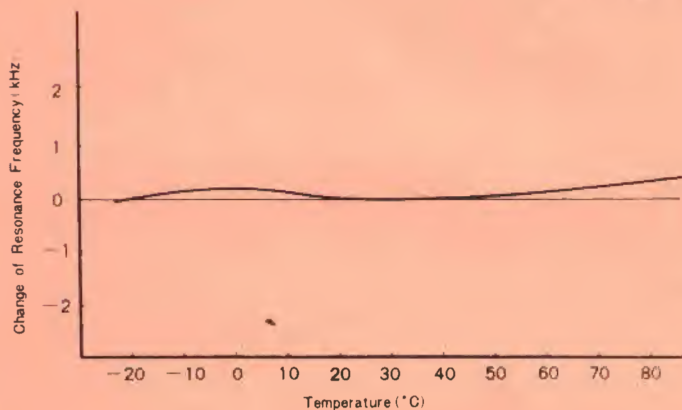


Fig. 10 - Variazione della frequenza di risonanza in funzione del variare della temperatura.

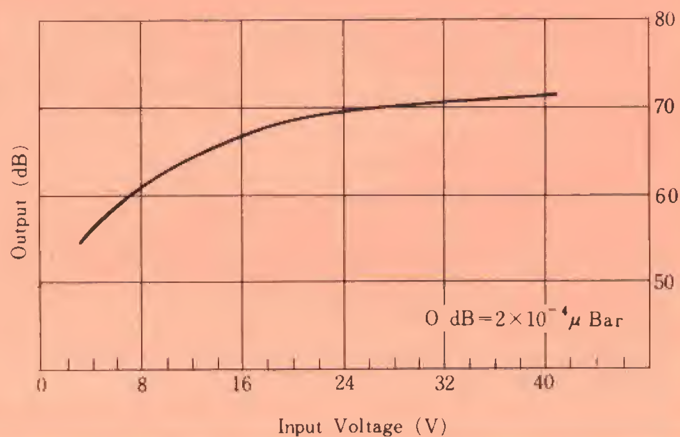


Fig. 11 - Caratteristica d'ingresso ed uscita.

di temperatura ed umidità normali alla fine di un esperimento in cui era stato posto per 500 ore in una camera a temperatura e ad umidità costante a 90 ~ 95% RH.

Effetto degli urti

In un microfono convenzionale, il vibratore piezoelettrico è soggetto a staccarsi o a rompersi quando viene urtato. Nei prodotti Matsushita, tuttavia, non è stata riscontrata nessuna anormalità anche quando un microfono campione è stato fatto cadere dall'altezza di 1 metro.

Altre caratteristiche

Il grafico della fig. 11 illustra la curva caratteristica d'ingresso e di uscita del microfono ultrasonico usato come trasmettitore, mentre la fig. 12 illustra le caratteristiche di tensione d'ingresso e d'uscita.

La fig. 13 mette in evidenza la relazione fra la tensione d'uscita e la distanza e le figg. 14/a e 14/b indicano le ore di vita.

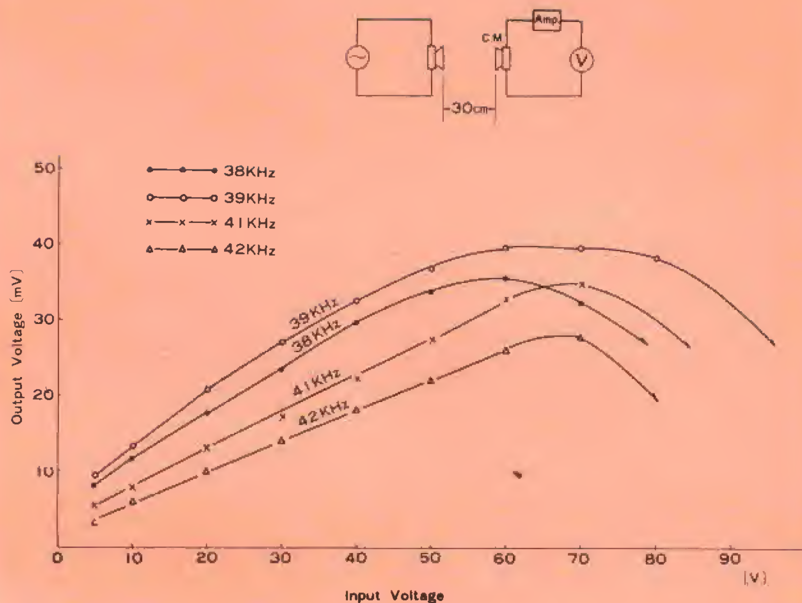


Fig. 12 - Caratteristica della tensione d'ingresso e d'uscita.

APPLICAZIONI

Comando a distanza

Come accennato in precedenza, un microfono ceramico ad ultrasuoni può essere usato sia come ricevitore che come trasmettitore in un sistema per comando a distanza.

La fig. 15 mostra un esempio di circuito ricevente per la selezione dei canali ed il controllo di volume in un televisore in bianco e nero. Un microfono ceramico ad ultrasuoni, è sensibile ad uno specifico segnale ultrasonico, la sua uscita viene amplificata da un amplificatore a transistori ed attiva un circuito a relè attraverso un filtro.

Ad esempio, un segnale di 38,5 kHz attiva un relè per la selezione dei canali attraverso un filtro, ed un segnale di 41,5 kHz attiva un relè del controllo del volume attraverso un filtro.

In questo sistema devono essere prese anche delle precauzioni per evitare anomalie nel funzionamento. A questo scopo si adottano dei circuiti in cui un relè funziona quando la differenza di livello, di due segnali passanti contemporaneamente attraverso un filtro, è grande; o dei circuiti in cui un relè non funziona se non quando

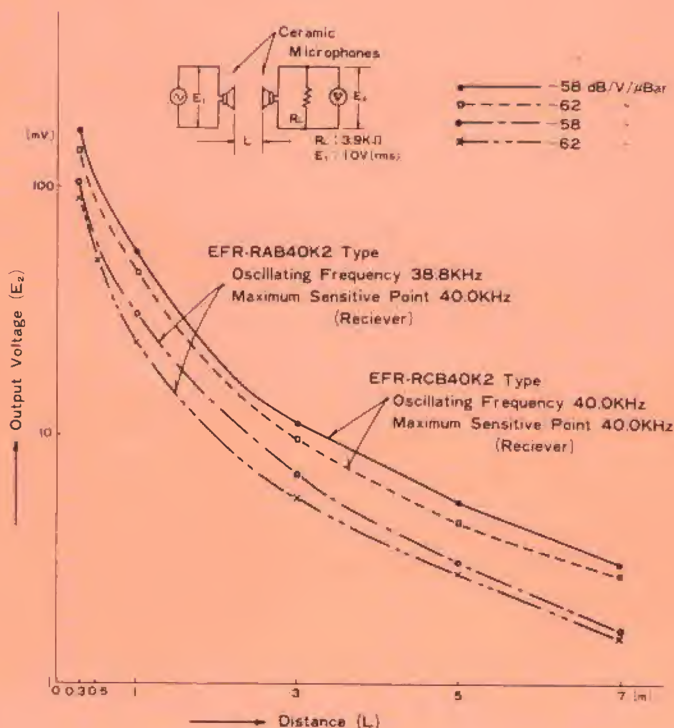


Fig. 13 - Relazione fra distanza e tensione d'uscita.

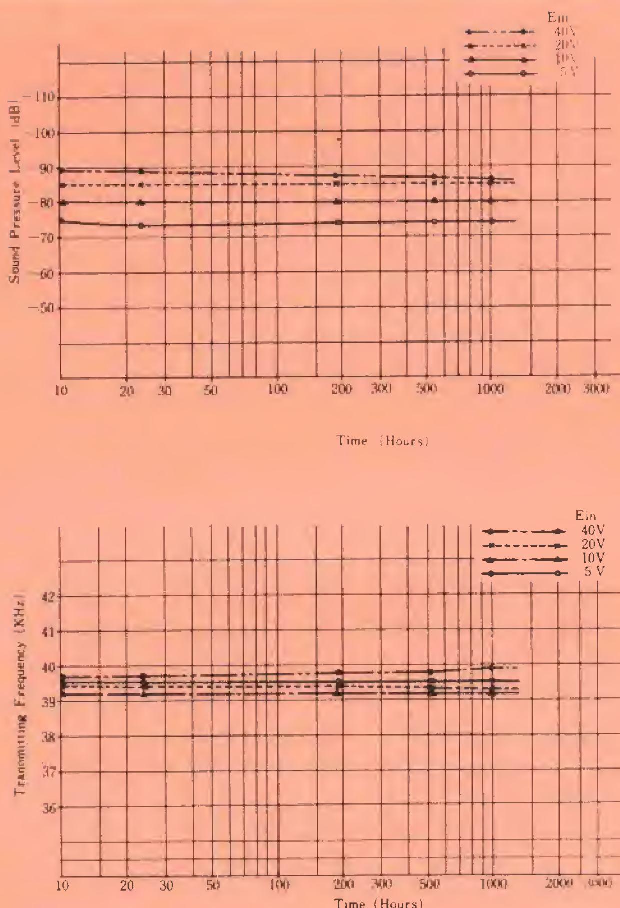


Fig. 14 a/b - Grafici illustranti le ore di vita.

riceve segnali più grandi della polarizzazione contraria che è sempre applicata da un transistore di commutazione. In un trasmettitore ultrasonico, un segnale viene trasmesso da un microfono ceramico ad ultrasuoni combinato con un circuito oscillatore a transistori consistente in un LC. La frequenza di trasmissione può essere variata per mezzo di

$$C \quad \left(f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \right)$$

Sebbene l'uscita del trasmettitore possa essere migliorata aggiungendo dei transistori generalmente si usano solo uno o due transistori. La fig. 17 mostra lo schema a blocchi del comando a distanza.

Per un TV a colori occorre usare un microfono ceramico ad ultrasuoni a larga banda per ricevere molti segnali di diversa frequenza.

A questo proposito è adatto il tipo EFR-RSB.

Rivelatore di prossimità

Un rivelatore di prossimità può essere variamente usato poiché la distanza di rivelazione è lunga e si possono rivelare quasi tutti gli oggetti.

La fig. 18 illustra lo schema di un rivelatore di prossimità costitui-

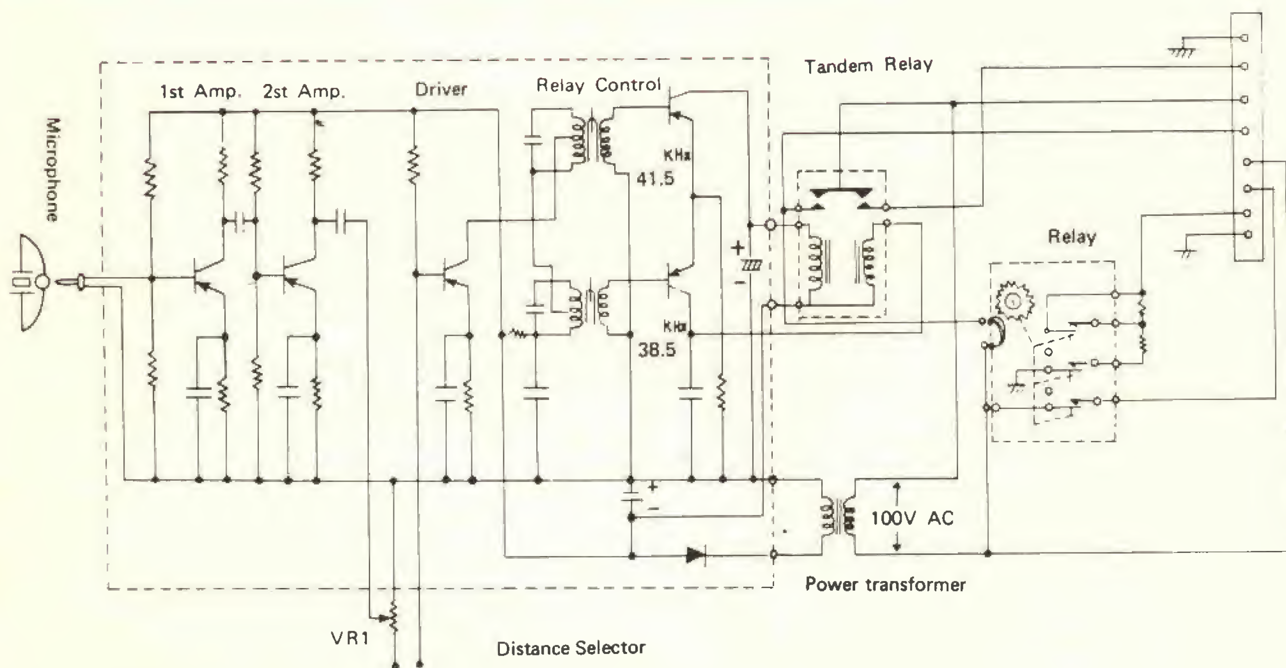


Fig 15 - Circuito per il controllo ultrasonico a distanza di un ricevitore TV in bianco e nero.

to da due microfoni ceramici ad ultrasuoni e da un circuito di controllo.

Il circuito funziona per il ritorno intermittente di un'onda ultrasonica quando un oggetto è in avvicinamento.

Uno dei microfoni ceramici ad ultrasuoni è usato per la trasmissione e l'altro per la ricezione.

I dispositivi antifurto e quelli per l'apertura automatica delle porte, sfruttano il principio del rivelatore di prossimità. Lo schema illustra un dispositivo antifurto. In esso, l'onda ultrasonica, generata da un microfono ceramico ad ultrasuoni, viene riflessa da un intruso e l'ampiezza del segnale ricevuto cambia. La variazione d'ampiezza viene amplificata ed attiva un relè. Per evitare che il dispositivo venga messo in funzione dalla persona che lo aziona, si usa generalmente un circuito di ritardo, che lo inserisce solo dopo alcuni secondi o alcuni minuti.

Quando è necessaria della direttività, si usa una guida d'onda come illustrato nella fig. 20. Così facendo il comportamento è identico a quello dei dispositivi a fotocellula.

CONSIGLI PRATICI

Effetti del carico

Quando si usa un microfono ceramico come trasmettitore, l'impedenza d'entrata di un circuito ad esso collegato viene considerata come suo carico e la sensibilità varia a seconda di questo carico. Quando si progetta un circuito si deve considerare la caratteristica di carico illustrata nella fig. 7.

Trasmettitore

Poiché la frequenza di risonanza si abbassa di un poco quando il microfono viene usato come trasmettitore è consigliabile usare microfoni ceramici che sono stati progettati esclusivamente per la trasmissione, tuttavia per un controllo a distanza ad una funzione o per un rivelatore di prossimità la deviazione di frequenza non è importante.

Direttività

Poiché i microfoni ceramici ad ultrasuoni hanno una certa direttività di cui si è parlato in precedenza la si consideri quando essi debbono venire installati.

C		Fosc
C_1	1170 pF	38.0 kHz
C_2	1030 pF	39.5 kHz
C_3	950 pF	41.0 kHz
C_4	890 pF	42.5 kHz

(Transformer)

Q_O: 120 min. (16mH)

Q_L: 50 min. (41 kHz)

C : 1500 pF

Eout: lower than 25V at terminals 1 and 2.

Fig. 16 - Circuito trasmettitore.

Fig. 17 - Schema a blocchi di un comando a distanza.

Fig. 18 - Principio di funzionamento di un rivelatore di prossimità.



Fig. 19 - Aspetto di un rivelatore di prossimità.

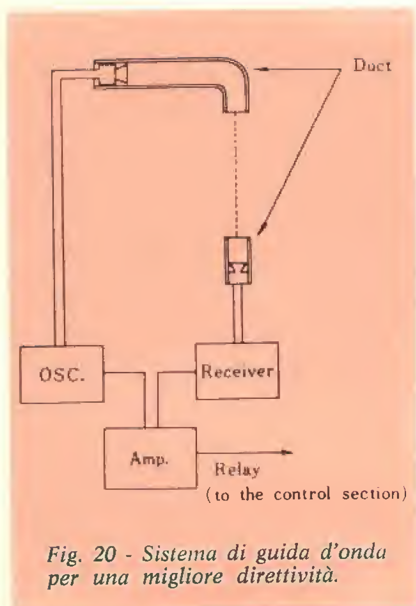


Fig. 20 - Sistema di guida d'onda per una migliore direttività.

Cattivo funzionamento

Un microfono ceramico ad ultrasuoni può essere azionato da armoniche piuttosto alte, come quelle di un avvisatore acustico telefonico o quello di un campanello della porta. Quindi nel circuito devono essere inserite delle contromisure.

Solitamente un filtro è sufficiente per prevenire questo inconveniente.

CONCLUSIONE

Abbiamo illustrato la struttura, le caratteristiche e le possibili applicazioni di questi microfoni ultrasonici della Matsushita che sono reperibili presso ogni punto di vendita della G.B.C. italiana.



technical bulletin 5

SONY

TA-1140

AMPLIFICATORE STEREO

In questo articolo analizziamo il Sony TA-1140, un amplificatore destinato senza dubbio ad incontrare il favore del pubblico grazie alle prestazioni eccellenti, alla linea inconfondibile che la Casa giapponese imprime ai suoi prodotti ed infine, ma non meno importante, al prezzo veramente competitivo.

ANALISI DEL CIRCUITO

La descrizione del funzionamento di tutti gli stadi è stata fatta seguendo il percorso del segnale. Le fasi sono classificate con l'indicazione del transistore di riferimento.

PREAMPLIFICATORE

Amplificatore equalizzato

Questo amplificatore ad accoppiamento diretto a due stadi (PNP-NPN) amplifica il debole segnale fornito dalla cartuccia fono al livello richiesto all'ingresso del seguente amplificatore lineare. Viene usato un transistore del tipo PNP poiché meno rumoroso dei comuni transistori del tipo NPN.

Circuito di polarizzazione

La tensione di polarizzazione in c.c. per il Q101 è ricavata tramite R114 nel circuito di emettitore del Q102, diviso dalla R106 ed R105, e poi reazionata alla base del Q101 attraverso R104 e R103.

Questa tecnica di reazione negativa di c.a. rende stabile il funzionamento.

Circuito di equalizzazione

L'equalizzazione RIAA si ottiene tramite un circuito chiuso a reazione negativa contenente R110, R111, R112; C105 e C106.

Quando l'interruttore è su L+R l'R116 e (R210) nel circuito di uscita, previene l'interazione tra il canale di equalizzazione destro e il sinistro.

Controllo bilanciamento - R303 - (R401)

Per rendere ottimale la riproduzione stereo il segnale di ingresso è applicato al controllo bilanciamento attraverso gli interruttori MODE S4 e S6.

Al fine di eliminare eventuali perdite di segnale, si usa un potenziometro speciale.

Controllo di volume R302 (R402)

I segnali di ingresso bilanciati da R301 sono regolati da R302 che fornisce il segnale applicato al seguente circuito di controllo del tono o circuito di uscita.

Volume fisiologico commutatore 8

Questo commutatore unitamente ad R303, C301, R304 e C302, compensa le perdite dell'orecchio umano che variano a seconda della tonalità del suono. Quando il commutatore è inserito, e il controllo di volume è regolato per l'attenuazione di 30 dB, la risposta in frequenza viene incrementata di 10 dB a 50 Hz e 3 dB a 10 kHz riferito a 1 kHz.

Amplificatore lineare Q301 - Q302

Questi due stadi di amplificazione hanno una risposta di base lineare e forniscono un guadagno di segnale di circa 17 dB. L'amplificatore lineare isola anche il circuito di controllo di volume e di tono ed elimina le interferenze reciproche. I segnali in ingresso sono amplificati da Q301 e Q302 ed applicati al circuito di controllo dei toni.

Circuito di polarizzazione

La tensione di polarizzazione per Q301 è prelevata attraverso R312 nel circuito di emettitore di Q302 e divisa da R308 e R307. Questa

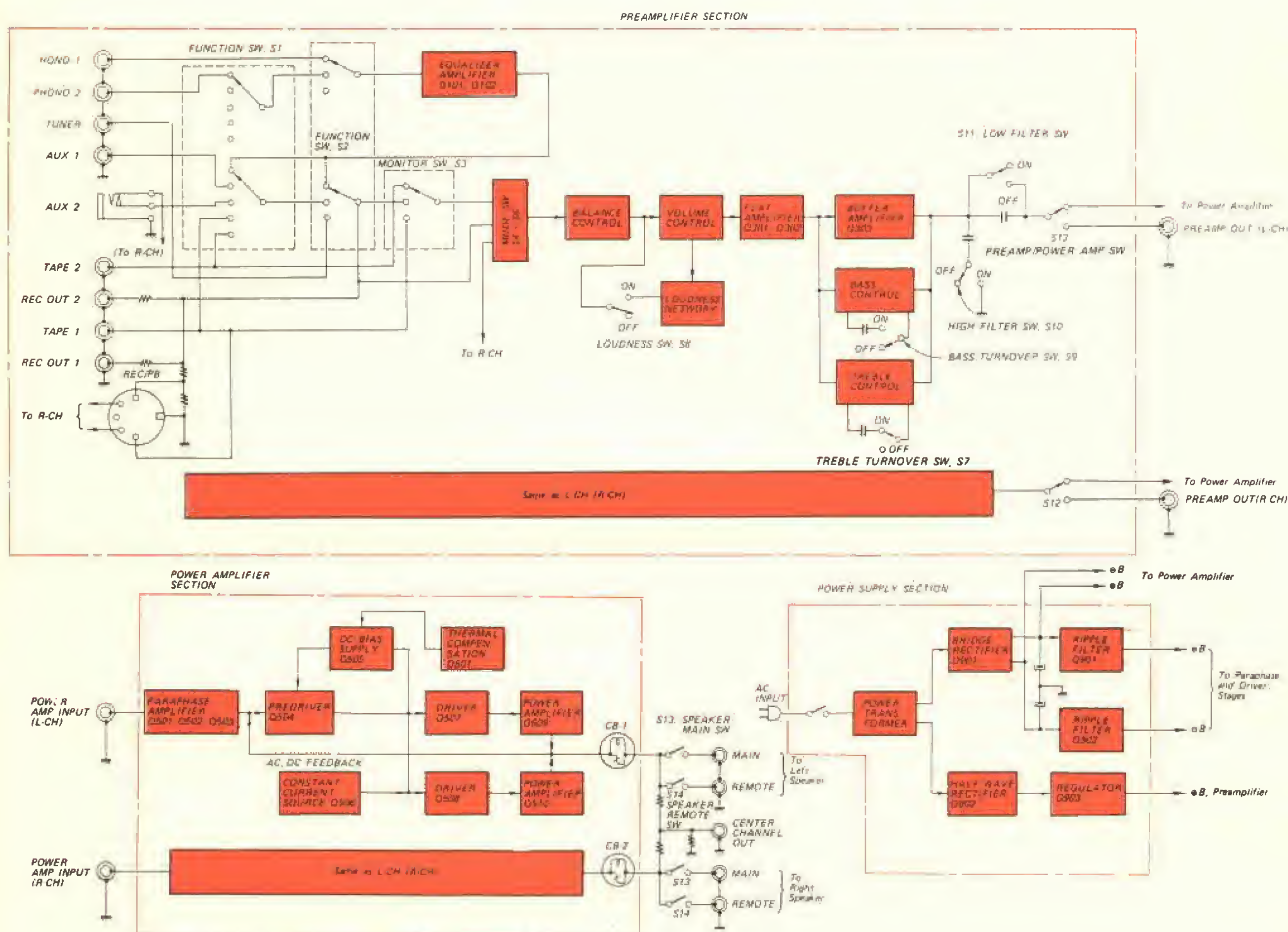


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore stereo Sony TA-1140.

tensione viene poi reazionata alla base di Q301 tramite R306.

E' da notare che R311 del circuito di collettore di Q302 lavora sia come resistenza di carico che come componente di reazione negativa.

Controllo degli acuti R317

Riduzioni e incrementi della reazione negativa di tensione avvengono attraverso R317.

Ogni posizione di questo controllo provoca un cambiamento, nella risposta alle alte frequenze, di circa 2 dB.

Per ciò che riguarda i toni bassi questa funzione viene svolta da R318.

AMPLIFICATORE DI POTENZA

Preamplificatore Q501, Q502, Q503

Q501, Q502 e Q503 formano un amplificatore parafase modificato ed il segnale di uscita viene ricavato dal circuito di emettitore di Q502. E' da notare che il Q501 e il Q502 sono in configurazione Darlington. Questo circuito ha il vantaggio di avere un'elevata stabilità nonostante le variazioni di temperatura, ed un'alta impedenza di ingresso senza ridurre il guadagno dell'amplificatore. La c.a. d'uscita agisce attraverso il resistore di carico R507 (R607) nel circuito di emettitore di Q502. Un circuito disaccoppiato formato dalla resistenza di emettitore-base di Q503, C503 e R510 è una frequenza selettiva c.a. di derivazione nel circuito che riduce il guadagno dell'amplificatore alle frequenze molto basse.

Il comune resistore di emettitore R509 mantiene costante il flusso di corrente continua in Q501, Q502 e Q503; ciò aumenta la stabilità della corrente continua.

Pre pilota Q504

Benché questo stadio sia un convenzionale amplificatore lineare esso determina l'oscillazione del segnale di uscita, perché gli stadi successivi sono fondamentalmente degli «emitter-followers».

E' da notare che l'impedenza collettore-emettitore di Q506 forma il carico c.a. per Q504.

Fonte di corrente costante Q506

Q506 funziona anche come fonte di corrente costante, permettendo l'effettivo pilotaggio degli stadi successivi.

Polarizzazione di corrente continua di regolazione Q505 R514

Q505 è fortemente polarizzato in conduzione e opera come una piccola resistenza che fornisce l'avanzamento necessario di polarizzazione sulle due cascate di «emitter-followers».

R514 controlla la polarizzazione di base di Q505 determinando la sua impedenza fra emettitore e col-

FILTER COMPONENT SECTION

BUFFER AMP SECTION

TONE CONTROL SECTION

FLAT AMP SECTION

LOUDNESS CONTROL SECTION

EQUALIZER AMP SECTION

Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore.

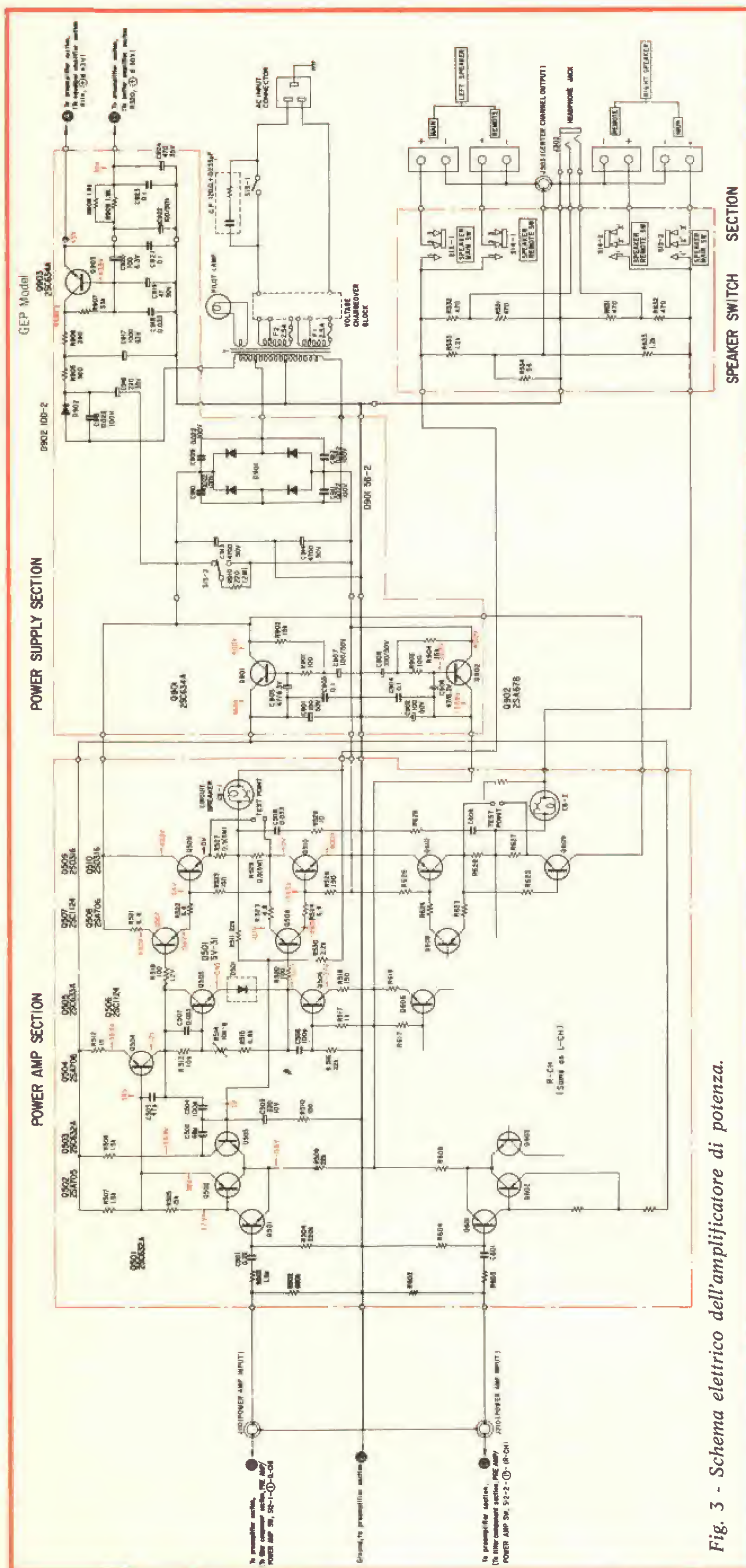


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza.

lettore, perciò controlla la polarizzazione in corrente continua per il successivo circuito complementare.

Questo circuito ha il vantaggio di operare in condizioni di stabilità anche ad altissimi livelli di potenza di uscita.

Compensatore termico di polarizzazione D501

Il coefficiente negativo di temperatura del diodo D501 provvede alla compensazione termica di stasi negli stadi complementari e di potenza.

D501 (D601) è collegato al dissipatore del transistore di potenza per rilevare gli aumenti di temperatura nei transistori di potenza.

(Pilota) Complementare Q507 Q508

Questi transistori operano come «emitter-followers» per fornire le oscillazioni di corrente richieste dagli stadi di uscita e forniscono anche la necessaria inversione di fase per pilotare gli stadi di uscita in push-pull. L'inversione di fase è ottenuta usando transistori del tipo PNP e NPN.

Transistori di potenza Q509, Q510

I transistori finali Q509 e Q510 sono collegati direttamente ad un alimentatore di ± 40 V. Q509 fornisce l'energia al carico durante la semionda positiva e Q510 opera durante la restante semionda negativa.

Poiché tutti gli stadi sono direttamente accoppiati e studiati per ottenere potenziale zero ai terminali di uscita; si elimina il condensatore d'accoppiamento all'uscita che può causare le perdite di potenza o le distorsioni alle basse frequenze.

Circuito di protezione dei finali

Allo scopo di proteggere i transistori finali in caso di eccessiva potenza, è stato usato un nuovo interruttore formato da due lamiere di metallo e fornito di lampada spia.

Nel caso di un corto circuito fra i terminali di uscita, l'eccessiva corrente riscalda i punti di contatto dell'interruttore bimetallico causan-

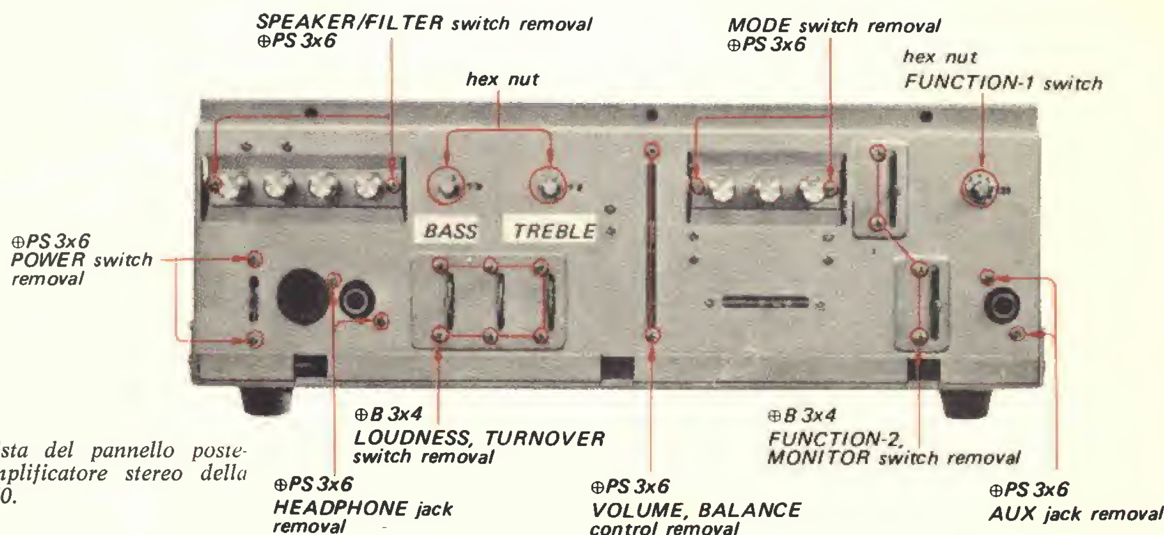


Fig. 4 - Vista del pannello posteriore dell'amplificatore stereo della Sony TA-1140.

done l'apertura con conseguente isolamento dei transistori suddetti.

Poiché la lampada è collegata in parallelo all'interruttore termico, la corrente scorre attraverso i suoi filamenti, la cui alta resistenza protegge i transistori finali. L'accensione della lampada si potrà vedere attraverso le fessure del mobile.

E' da notare che la lampada si illumina solamente quando arriva un segnale relativamente ampio, ed i terminali dell'altoparlante sono in corto.

Sezione alimentatore

Un rettificatore a onda intera, con un trasformatore inserito al centro, fornisce l'alimentazione di corrente continua positiva e negativa per l'amplificatore di potenza.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Amplificatore di potenza

Pot. dinamica	: 190 W, due canali funzionanti contemporaneamente, 4 Ω 120 W, due canali funzionanti contemporaneamente, 8 Ω
Potenza RMS	: 50 W per canale, due canali funzionanti contemporaneamente, 4 Ω 40 W per canale, due canali funzionanti contemporaneamente, 8 Ω
Potenza efficace	: 35 W per canale, due canali funzionanti contemporaneamente, 8 Ω
Banda passante finale	: da 6 Hz a 35 kHz, IHF
Distorsione armonica (20 Hz - 20 kHz)	: meno dello 0,1% alla potenza efficace
Distorsione d'intermodulaz.	: meno dello 0,1% alla potenza efficace
Impedenza d'ingresso	: 100 kΩ
Sensibilità d'ingresso (per pot. efficace)	: 0,85 V
Rapporto segnale/disturbo	: maggiore di 110 dB (ingresso in corto circuito)
Fattore rumore	: meno di 0,05 μW (8 Ω)

Preamplificatore

Risposta di frequenza	: FONO - 1 e 2: curva RIAA ± 0,5 dB SINTONIZZATORE, AUX - 1 e 2, Nastro 1 e 2, REC/PB (ingresso): da 15 Hz a 80 kHz ± 2 dB
Sensibilità d'ingresso e impedenza	: FONO - 1 e 2: 1,2 mV/47 kΩ SINTONIZZATORE, AUX - 1 e 2, NASTRO - 1 e 2, REC/PB (ingresso): 130 mV/100 kΩ
Livelli di uscita e impedenza	: REC-OUT: 130 mV/10 kΩ PRE-OUT: 1 V/3 kΩ REC/PB (uscita): 30 mV/80 kΩ
Rapporto segnale/disturbo	: PHONO - 1 e 2: maggiore di 70 dB (ingresso «B» cortocircuitato) SINTONIZZATORE, AUX 1 e 2, NASTRO - 1 e 2, REC/PB: maggiore di 900 dB (ingresso «A» cortocircuitato)
Controllo toni	: BASSI ± 10 dB a 50 Hz (con commutatore sul 250 Hz) ± 10 dB a 100 Hz (commutatore sul 500 Hz) ACUTI ± 10 dB a 10 kHz (commutatore inserito su 2,5 kHz) ± 10 dB a 20 kHz (commutatore su 5 kHz)
Vol. fisiologico	: 10 dB sopra a 50 Hz 3 dB sopra a 10 kHz (controllo volume attenuazione: 30 dB)
Filtri	: BASSI: 6 dB/ottava, sotto 70 kHz ALTI: 6 dB/ottava, sopra 5 kHz
Consumo	: 200 W
Tensione	: 100, 120, 220, 240 V, ca; 50/60 Hz
Dimensioni	: 400 mm. (larghezza) x 149 mm. (altezza) x 316 mm. (profondità)
Peso netto	: 9,8 kg.

equivalenze dei transistori

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di una serie di tabelle di equivalenze fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Siemens. In particolare vengono presentate equivalenze di transistori europei, americani e giapponesi; diodi americani ed europei; circuiti integrati logici, operazionali, lineari e MOS.

La stesura delle tabelle è stata fatta in ordine alfabetico in modo da consentire una pratica consultazione.

Le precedenti tabelle sono state pubblicate nei fascicoli 6/7/8/10-'72

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
2 SC 32, A	(BFX 55)	2 SC 319	(BSX 48)	2 SC 538	(BC 108 B)
2 SC 33	(BFX 55)	2 SC 350	BC 107 B	2 SC 561	(BC 108)
2 SC 38	BFX 55	2 SC 368	BC 107 B	2 SC 595	(BSX 48)
2 SC 41	(BU 110)	2 SC 370	BC 168 A	2 SC 601	(BFX 59)
2 SC 43	(BU 110)	2 SC 371	BC 168 A	2 SC 605	(BF 173)
2 SC 44	(BU 110)	2 SC 372	BC 168 A, B	2 SC 611	(BFX 59)
2 SC 45	BFX 55	2 SC 373	BC 168 B, C	2 SC 622	(BC 108 B)
2 SC 50	(BU 110)	2 SC 374	BC 168 C	2 SC 631	(BC 107 B)
2 SC 53	(BFX 55)	2 SC 377	(BC 167 A)	2 SC 632	(BC 108 C)
2 SC 64	(BSX 45)	2 SC 378	(BC 167 A)	2 SC 633	(BC 107 A)
2 SC 74	BFX 55	2 SC 379	(BC 169)	2 SC 634	(BC 107 A)
2 SC 79	BF 173	2 SC 380	(BC 167)	2 SC 640	(BC 108 C)
2 SC 105	(BC 169)	2 SC 381	(BC 168)	2 SC 644	BC 167 B
2 SC 120	BC 140 - 6	2 SC 382	(BF 173)	2 SC 649	(BC 107 A)
2 SC 121	(BC 140 - 6)	2 SC 382, G, R,	(BF 232)	2 SC 650	(BC 107 B)
2 SC 122	(BC 140 - 10)	2 SC 384	(BF 232)	2 SC 657	(BF 173)
2 SC 123	(BC 140 - 16)	2 SC 385	(BF 232)	2 SC 658	(BF 173)
2 SC 124	(BC 140 - 6)	2 SC 386	(BF 173)	2 SC 659	(BF 173)
2 SC 127	(BC 140 - 16)	2 SC 387	(BFX 59)	2 SC 682	(BF 173)
2 SC 170	(BC 108)	2 SC 388	(BF 173)	2 SC 683	(BF 173)
2 SC 174	BC 167	2 SC 389	BF 173	2 SC 689 H	(BC 107 A)
2 SC 199	(BSY 34)	2 SC 394	(BC 167)	2 SC 712 A	(BC 168 A)
2 SC 200	(BFX 55)	2 SC 398	BF 185	2 SC 734	(BC 107 B)
2 SC 201	(BFX 55)	2 SC 399	(BF 185)	2 SC 773	BC 167
2 SC 202	(BFX 55)	2 SC 401	(BC 167 B)	2 SC 838	(BC 167)
2 SC 206	BF 184	2 SC 402	(BC 167 B)	2 SC 839	(BC 167)
2 SC 210	(BSY 34)	2 SC 403	(BC 167)	2 SC 864	BF 167
2 SC 211	(BSY 34)	2 SC 404	(BC 167 A)	2 SC 894	(BC 108)
2 SC 212	(BSX 45)	2 SC 429	(BF 173)	2 SC 912	(BC 108 A)
2 SC 230	(BSX 49)	2 SC 454	(BC 148)	2 SC 941	(BC 168)
2 SC 233	(BSX 63)	2 SC 456	BSY 58	2 SC 943	(BC 107)
2 SC 281	(BC 107 A)	2 SC 458	(BC 148)	2 SC 1010	BC 110
2 SC 282	(BC 108)	2 SC 460	(BC 148)	2 SD 30	(AC 127)
2 SC 283	(BCY 65)	2 SC 461	(BC 148)	2 SD 31	AC 127
2 SC 284	(BSX 49)	2 SC 464	(BF 173)	2 SD 32	AC 127
2 SC 291	(BSX 63)	2 SC 465	(BF 173)	2 SD 33	(AC 127)
2 SC 300	(BSX 48)	2 SC 466	(BF 173)	2 SD 34	(AC 127)
2 SC 301	(BSX 48)	2 SC 470	(BF 178)	2 SD 35	(AC 127)
2 SC 302	(BSX 49)	2 SC 476	(BC 259 C)	2 SD 36	(AC 127)
2 SC 313	(BC 108 A)	2 SC 476	(BC 259 C)	2 SD 37	(AC 127)
2 SC 316	(BC 109)	2 SC 478	BC 107	2 SD 38	(AC 127)
2 SC 318	BC 107 A	2 SC 535	(BF 232)	2 SD 43 A	(AC 127)

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
2 SD 44	(AC 127)	2 SD 186	(AC 127)	1 N 227	BZY 83/C 12/
2 SD 45	(BU 110)	2 SD 187	(AC 127)		C 13 V 5
2 SD 46	(BD 130)	2 SD 189 A	(BU 110)	1 N 228	BZY 83/C 15/
2 SD 47	BD 130	2 SD 195	(AC 127)		C 16 V 5
2 SD 48	(BUY 46)	2 SD 196	(BUY 55 - 4)	1 N 229	BZY 83/C 18/
2 SD 49	(BUY 46)	2 SD 197	(BUY 55 - 4)		C 20
2 SD 50	(BD 130)	2 SD 198	(BU 111)	1 N 252	BAY 61
2 SD 51	BD 130	2 SD 226	(BUY 43)	1 N 290	AA 118
2 SD 53	BD 130	2 SD 226 A	(BUY 46)	1 N 429	(BZY 83/
2 SD 54	(BD 130)	2 SD 234	(BUY 46)		C 6 V 2)
2 SD 56	BU 110	2 SD 235	(BUY 43)	1 N 430	(BZY 83/
2 SD 57	(BUY 43)				C 6 V 2)
2 SD 58	(BUY 43)	**DIODI AMERICANI**		1 N 441 B	SSI B0120
2 SD 59	BD 130			1 N 456	(BAW 75)
2 SD 60	(BD 130)	1 N 34	(AA 118)	1 N 458 A	(BAY 46)
2 SD 61	(AC 127)	1 N 34 A	AA 118	1 N 462	BAY 61
2 SD 62	(AC 127)	1 N 36	AA 119	1 N 464	(BAY 46)
2 SD 63	(AC 127)	1 N 38	AA 118	1 N 468	(BZY 83/
2 SD 64	(AC 127)	1 N 38 A	AA 118		D 4 V 7)
2 SD 65	(AC 127)	1 N 38 B	AA 118	1 N 470	(BZY 83/
2 SD 66	(AC 127)	1 N 40	(AA 116)		C 6 V 8)
2 SD 70	(BD 109)	1 N 41	(4XAA 116)	1 N 473	(BZY 83/
2 SD 71	(BUY 46)	1 N 43	(AA 113)		D 4 V 7)
2 SD 73	(BD 130)	1 N 44	(AA 117)	1 N 474	(BZY 83/
2 SD 74	BU 110	1 N 45	(AA 117)		D 5 V 6)
2 SD 79	(BUY 46)	1 N 46	(AA 113)	1 N 475	(BZY 83/
2 SD 80	(BD 130)	1 N 48	AA 117		C 6 V 8)
2 SD 81	(BD 130)	1 N 52	AA 118	1 N 476	AA 117
2 SD 82	BD 130	1 N 54 A	(AA 118)	1 N 477	AA 117
2 SD 83	(BD 130)	1 N 57	(AA 118)	1 N 478	AA 118
2 SD 84	(BU 110)	1 N 58	AA 118	1 N 479	AA 118
2 SD 96	(AC 187 K)	1 N 60	AA 119	1 N 482 A	BA 105
2 SD 102	(BU 110)	1 N 63	AA 118	1 N 484 A	BAY 45
2 SD 104	(AC 127)	1 N 65	AA 117	1 N 485	BAY 46
2 SD 105	(AC 127)	1 N 66	AA 113	1 N 510	(BA 133)
2 SD 118	(BU 110)	1 N 66 A	AA 113	1 N 530	BA 131 A
2 SD 119	(BU 110)	1 N 67	AA 118	1 N 538	SSI B0120
2 SD 124 A H	BD 130	1 N 67 A	AA 118	1 N 540	SSI B0140
2 SD 125 A H	(BD 130)	1 N 69	(AA 118)	1 N 541	AA 119
2 SD 126 H	(BU 110)	1 N 70	AA 117	1 N 542	AA 119
2 SD 141	(BUY 43)	1 N 70 A	AA 117	1 N 560	BA 133
2 SD 142	(BUY 43)	1 N 75	AA 118	1 N 603	BA 133
2 SD 143	(BUY 46)	1 N 81	(AA 118)	1 N 604	BA 133
2 SD 144	(BD 109)	1 N 88	(AA 118)	1 N 606	BA 133
2 SD 146	BD 109	1 N 89	AA 117	1 N 617	AA 117
2 SD 147	(BDY 13)	1 N 90	(AA 113)	1 N 618	AA 118
2 SD 151	BD 130	1 N 91	(AA 118)	1 N 646	BA 105
2 SD 152	(BU 110)	1 N 96	AAY 28	1 N 647	SSI B0140
2 SD 154	(BDY 13)	1 N 97	AA 118	1 N 649	SSI B0140
2 SD 172	BD 130	1 N 116	AA 118	1 N 659	BAY 98
2 SD 173	BD 130	1 N 127	(AA 117)	1 N 660	BAY 98
2 SD 174	(BUY 46)	1 N 132	(AA 116)	1 N 663	BAY 98
2 SD 175	(BD 130)	1 N 142	AA 118	1 N 677	SSI B0110
2 SD 176	BD 130	1 N 154 A	(AA 118)	1 N 684	(BA 133)
2 SD 180	BD 130	1 ù 189	AA 118	1 N 695 A	(AAY 27)
2 SD 182	(BUY 43)	1 N 189 A	AA 118	1 N 705	(BZX 55/
2 SD 183	(BUY 46)	1 N 191	AA 117		D 4 V 7)
2 SD 184	(BUY 46)	1 N 198	AA 118	1 N 706	(BZX 55/
2 SD 185	(BUY 46)	1 N 226	BZY 83/C11		D 5 V 6)

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
1 N 707	(BZX 55/ C 6 V 8)
1 N 708	(BZX 55/ D 5 V 6)
1 N 709	(BZX 55/ C 6 V 2)
1 N 710 A	BZX 55/D 6 V 8
1 N 711	BZX 55/C 7 V 5
1 N 712	BZX 55/C 8 V 2
1 N 713	(BZX 55/ C 9 V 1)
1 N 714	BZX 55/C 10
1 N 714 A	BZX 55/C 10
1 N 715	BZX 55/C 11
1 N 715 A	(BZX 55/C 11)
1 N 716	(BZX 55/C 12)
1 N 716 A	BZX 55/C 12
1 N 717	BZX 55/C 13 V 5
1 N 718	BZX 55/C 15
1 N 718 A	(BZX 55/C 15)
1 N 719	(BZX 55/ C 16 V 5)
1 N 719 A	BZX 55/C 16
1 N 720 A	BZX 55/C 18
1 N 721	(BZX 55/C 20)
1 N 722	(BZX 55/D 22)
1 N 724	(BZX 55/C 27)
1 N 748	SSI B0110
1 N 750 A	BZX 55/C 4 V 7
1 N 751 A	BZX 55/C 5 V 1
1 N 752 A	BZX 55/C 5 V 6
1 N 753	BZX 55/C 6 V 2
1 N 754	BZX 55/C 6 V 8
1 N 755 A	BZX 55/C 7 V 5
1 N 756 A	BZX 55/C 8 V 2
1 N 757 A	BZX 55/C 9 V 1
1 N 758 A	BZX 55/C 10
1 N 759	BZX 55/D 12
1 N 768	BZX 55/C 18
1 N 816	(BZX 55/D 1)
1 N 821	BZX 55/C 6 V 2
1 N 823	BZX 55/C 6 V 2
1 N 825	BZX 55/C 6 V 2
1 N 827	BZX 55/C 6 V 2
1 N 829	BZX 55/C 6 V 2
1 N 903	BAW 76
1 N 904	(BAW 76)
1 N 914 A	BAY 61
1 N 933	AAY 28
1 N 935 A	(BZX 55/ C 9 V 1)
1 N 936	(BZX 55/ C 9 V 1)
1 N 938	(BZX 55/ C 9 V 1)
1 N 943	(BZX 55/ C 9 V 1)
1 N 944	(BZX 55/C 12)
1 N 957	BZX 55/C 6 V 8

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
1 N 958	BZX 55/C 7 V 5
1 N 959	BZX 55/C 8 V 2
1 N 960	BZX 55/C 9 V 1
1 N 961	BZX 55/C 10
1 N 962	BZX 55/C 11
1 N 963	BZX 55/C 12
1 N 964	BZX 55/C 13
1 N 965 B	BZX 55/C 15
1 N 966 B	BZX 55/C 16
1 N 967	BZX 55/D 18
1 N 968 B	(BZX 55/C 20)
1 N 969 B	BZX 55/C 22
1 N 970	BZX 55/C 24
1 N 971	BZX 55/C 27
1 N 972	BZX 55/C 30
1 N 973	BZX 55/C 33
1 N 974	BZX 55/C 36
1 N 1115	SSI C 0810
1 N 1118	SSI C 0840
1 N 1124	SSI C 1220
1 N 1314	BZY 83/C 11)
1 N 1315	(BZY 83/C 12)
1 N 1316	BZY 83/C 15
1 N 1317	BZY 83/C 18
1 N 1448	SSI C 0820
1 N 1929	(BDX 55/ D 5 V 6)
1 N 1983	(BDX 55/ D 5 V 6)
1 N 2069	SSI B 0120
1 N 2070	SSI B 0140
1 N 2071	SSI B 0140
1 N 2616	SSI B 0180
1 N 3062	BAW 76
1 N 3064	(BAW 76)
1 N 3154	(BZX 55/ C 8 V 2)
1 N 3156	(BZX 55/ C 8 V 2)
1 N 3189	SSI B 0620
1 N 3193	SSI B 0120
1 N 3196	SSI B 0680
1 N 3604	BAW 76
1 N 3605	(BAW 76)
1 N 3661	SSI E 1105 - E 1205
1 N 3712	TU 10/1
1 N 3714	TU 11/1
1 N 3716	TU 12/1
1 N 3718	TU 13/1
1 N 3720	TU 14/1
1 N 3754	BA 104
1 N 3755	(BA 105)
1 N 3757	SSI B0620
1 N 3942	(SSI C 1180)
1 N 4001	(SSI B 0610)
1 N 4002	(SSI B 0610)
1 N 4003	(SSI B 0620)
1 N 4004	(SSI B 0640)

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
1 N 4005	(SSI B 0640)
1 N 4006	(SSI B 0680)
1 N 4007	(SSI B 0680)
1 N 4009	BAW 75
1 N 4105	BZX 55/C 11
1 N 4148	BAY 61
1 N 4149	(1 N 3604)
1 N 4151	BAW 76
1 N 4152	BAW 76
1 N 4154	BAW 75
1 N 4448	(BAW 76)
1 N 4450	(BAW 76)
1 N 4531	(BAY 61)
1 N 4611	BZX 55/C 6 V 8
1 N 5235 B	BZX 55/C 6 V 8
1 S 44	(SSi B 0540)
1 S 46	(SSi B 0580)
1 S 79	(AAY 27)
1 S 100	(SSi B 0610)
1 S 103	(SSi B 0740)
1 S 105	(SSi B 0740)
1 S 115	BA 133
1 S 120	BAY 42
1 S 134	(BA 133)
1 S 136	(BA 133)
1 S 137	BZX 55/C 15
1 S 144	(BA 133)
1 S 920	BAY 42
1 S 921	BA 131 A
1 S 922	(BAY 45)
1 S 923	(BAY 46)
1 S 2047 A	(BXZ 55/ C 4 V 7)
1 S 2051 A	(BXZ 55/ C 5 V 1)
1 S 2056 A	BZX 55/C 5 V 6
1 S 2062 A	BZX 55/C 6 V 2
1 S 2068 A	BZX 55/C 6 V 8
1 S 2075 A	BZX 55/C 7 V 5
1 S 2082 A	BZX 55/C 8 V 2
1 S 2091 A	BZX 55/C 9 V 1
1 S 2100 A	BZX 55/C 10
1 S 2110 A	BZX 55/C 11
1 S 2120 A	BZX 55/C 12
1 S 2130 A	BZX 55/C 13
1 S 2150 A	BZX 55/C 15
1 S 2160 A	BZX 55/C 16
1 S 2180 A	BZX 55/C 18
1 S 2200 A	BZX 55/C 20
1 S 2220 A	BZX 55/C 22
1 S 2240 A	BZX 55/C 24
1 S 2270 A	BZX 55/C 27
1 S 2300 A	BZX 55/C 30
1 S 2330 A	BZX 55/C 33
1 S 7051 A	BZX 55/C 5 V 1
1 S 7056 A	BZX 55/C 5 V 6
1 S 7062 A B	BZX 55/C 6 V 2
1 S 7068 A	BZX 55/C 6 V 8
1 S 7074 A	BZX 55/C 4 V 7

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE A 7 CANALI

nuovi prodotti RCF

E' il più completo preamplificatore/miscelatore a 7 canali esistente sul mercato.

7 ingressi, alimentazione corrente alternata e corrente continua, uscita per registratore, cuffia, pilotaggio fino a 30 unità di potenza (potenza massima dell'impianto = 9000 W RMS e 15000 W di punta).

Alimentazione:

c.a. con cambiatensione universale
c.c. con batteria 36 V

Uscite:

Uscita per pilotaggio unità di potenza.
Uscita per registrazione indipendente dal volume generale; (L'uscita per registratore è adattata ai registratori professionali. Qualora si intenda utilizzare il PRM/80 con registratori aventi il connettore di ingresso a norme DIN, occorre tagliare l'apposito ponticello interno come da istruzioni allegate all'apparecchio).
Uscita per cuffia.

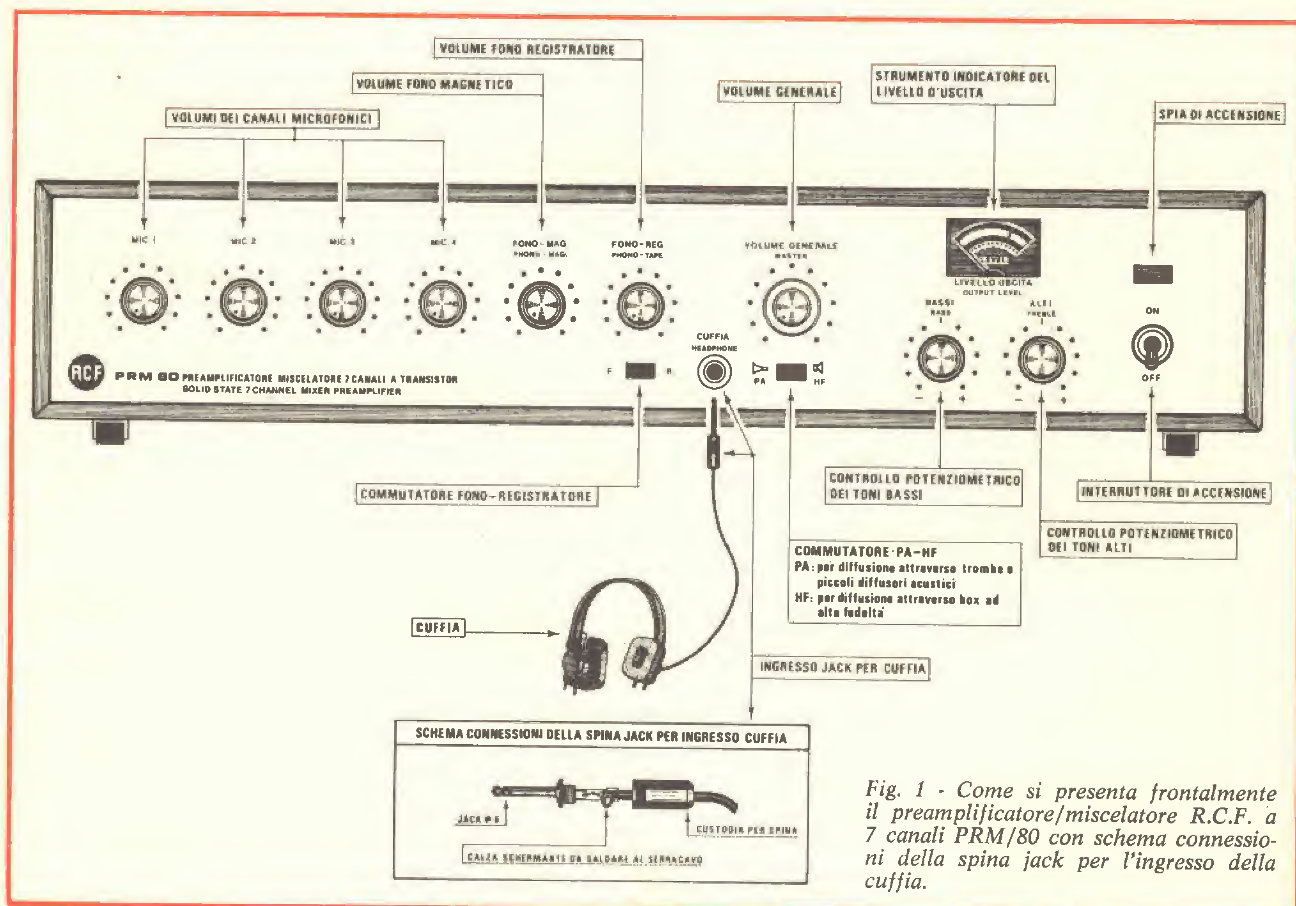


Fig. 1 - Come si presenta frontalmente il preamplificatore/miscelatore R.C.F. a 7 canali PRM/80 con schema connessioni della spina jack per l'ingresso della cuffia.

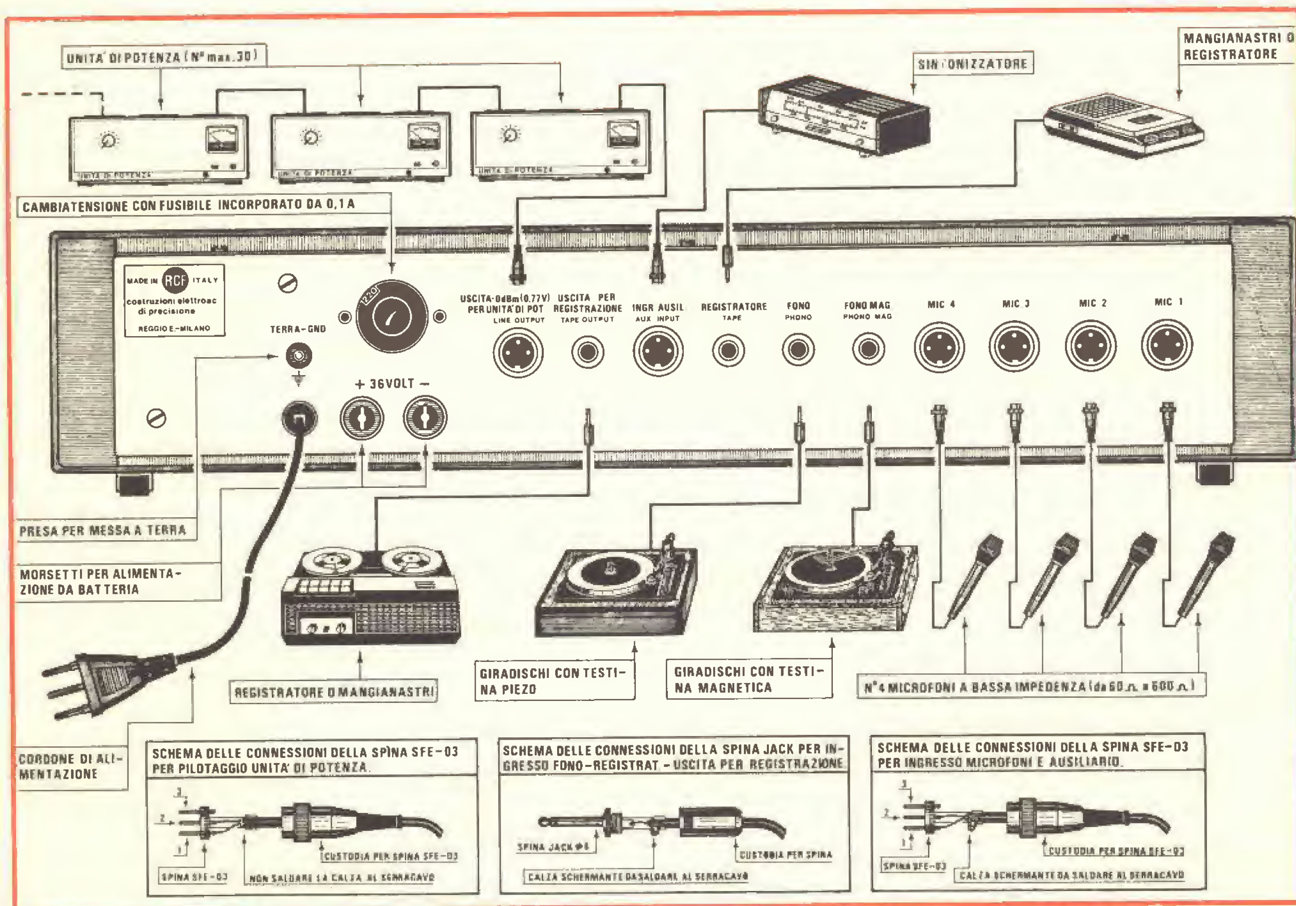


Fig. 2 - Questa è la vista posteriore del preamplificatore/miscelatore R.C.F. a 7 canali PRM/80 con schemi dei possibili collegamenti e delle connessioni necessarie.

Ingressi:

N. 4 ingressi microfoni a bassa impedenza
N. 1 ingresso fono-magnetico
N. 1 ingresso fono-registratore commutabile
N. 1 ingresso ausiliario

Sensibilità:

ingresso micro:	0,6 mV
fono:	100 mV
fono-magnetico:	2 mV
registratore:	100 mV
ausiliario:	300 mV

Massimo segnale uscita su 600 Ω:

+12 dBm

Livelli-uscita:

pilotaggio unità potenza:	0 dBm
registratore:	100 mV

Massimi segnali applicabili:

micro:	100 mV
fono-magnetico:	70 mV
fono-registratore:	3 V
ausiliario:	10 V

Rapporto segnale-disturbo:

micro:	70 dB
fono-magnetico:	75 dB
fono-registratore:	70 dB
ausiliario:	80 dB

(Questi valori di rapporto segnale-disturbo, sono misurati nelle condizioni più sfavorevoli e cioè con i volumi dei singoli ingressi al massimo e con banda passante estesa 20 ÷ 100.000 Hz).

Il PRM/80 è dotato di un apposito commutatore per restringere la banda di frequenza riprodotta qualora si utilizzino unità di potenza P.A. per impianti di sonorizzazione con trombe e colonne sonore ecc., per evitare fenomeni di intermodulazione, distorsione e sovraccarico che incidono negativamente sulla intelligibilità dell'impianto.



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

IL SISTEMA DOLBY
(Da «Revue du Son»)

L'acceso interesse destato nei nostri Lettori dagli articoli e dalle recensioni che abbiamo pubblicato in passato su questo argomento, ci spinge a suggerire la lettura anche di questo articolo, che si differenzia da quelli precedentemente citati per il punto di vista sotto il quale il sistema di attenuazione del rumore viene considerato.

Premesso che il sistema Dolby è stato concepito per ridurre il rumore di fondo degli impianti di trasmissione, di registrazione o di riproduzione, occorre precisare che, pur provenendo d'oltre Manica, questo dispositivo ha conquistato in pochi anni una reputazione pressoché internazionale, presso i professionisti della registrazione sonora.

E' pertanto possibile che si presenti il problema di sapere se si tratta semplicemente di una moda passeggera oppure di un principio di generalizzazione di nuovi procedimenti di compressione e di espansione, come è già stato precisato in altre documentazioni sullo stesso argomento.

L'articolo precisa in un primo paragrafo quelle che possono essere considerate le generalità: nei sistemi di trasmissione o nella registrazione del suono, i segnali a frequenza elevata ed a frequenza bassa subiscono sovente una pre-esaltazione durante la registrazione, ed una certa attenuazione durante la riproduzione, il che provoca inevitabilmente una variazione del rapporto tra il segnale utile ed il rumore parassita.

Ai nostri giorni, a causa del costante miglioramento qualitativo dei componenti elettronici, le apparecchiature funzionanti a frequenza acustica, come ad esempio i banchi di ripresa sonora, i banchi di missaggio, i registratori a nastro magnetico, le macchine per incisioni su disco, e gli apparecchi di riproduzione, raggiungono un rapporto tra segnale e rumore notevolmente superiore a quello consentito dal supporto di registrazione, indipendentemente dal fatto che si tratti di un nastro o di un disco.

Oltre a ciò, nello stato attuale della tecnologia di questi supporti, sembra piuttosto difficile e costoso guadagnare gli ultimi decibel che riducono ulteriormente la dinamica musicale effettiva.

Tra i sistemi che consentono la compressione sonora, quello denominato Dolby sembra dunque essere uno dei più adatti a ridurre il soffio del nastro magnetico impiegato nella registrazione.

Prima di addentrarci nella realizzazione di questo dispositivo, è però importante vedere come il principio si inserisca nella catena di registrazione, cosa che viene abbastanza chiaramente spiegata con l'aiuto della **figura 1** che riproduciamo dall'articolo.

Il circuito Dolby che il Redattore si propone di descrivere è quello del modello A 301. Si tratta in pratica di un compressore/espansore, funzionante su quattro gamme di frequenza.

Occorre innanzitutto precisare che il dispositivo funziona in modo assolutamente automatico, in quanto lo stesso segnale, a causa delle sue caratteristiche di ampiezza e di frequenza, comanda il sistema di codificazione in fase di registrazione, e quello di decodificazione durante la riproduzione.

L'apparecchiatura consta di due elementi principali, e precisamente:
- I circuiti di modulazione (semplice amplificatore).
- I circuiti di pilotaggio (filtri e compressori).

Una delle caratteristiche principali che distinguono questo sistema dai suoi predecessori consiste nel fatto che il segnale non passa nella sua totale ampiezza attraverso elementi a guadagno variabile, ma vi passa soltanto in parte.

I segnali a livello elevato seguono il cammino più diretto, nel senso che percorrono il solo amplificatore propriamente detto, evitando in tal modo le distorsioni provocate dai compressori e dagli espansori convenzionali.

D'altro canto, i segnali a livello più basso vengono divisi in quattro gamme di frequenza, per essere elaborati in quattro compressori funzionanti in modo del tutto indipendente.

Sotto questo particolare aspetto, la **figura 2** è uno schema a blocchi che rappresenta in forma schematica il complesso dei filtri e dei compressori, nonché la relativa caratteristica di trasferimento. Partendo da sinistra, ossia dal punto A, che costituisce l'ingresso della sezione di elaborazione, si notano i dispositivi che provvedono a suddividere i suoni che passano attraverso l'apparecchiatura nelle quattro gamme, a seconda della

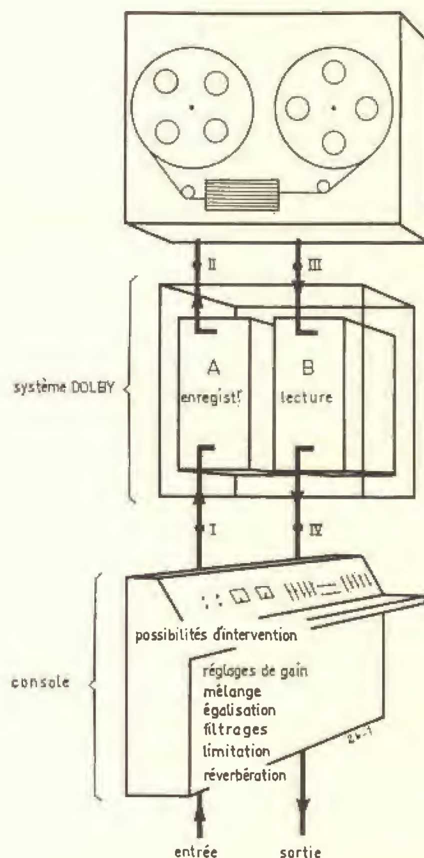


Fig. 1 - Il sistema Dolby viene inserito tra l'uscita della «consolle» ed il registratore a nastro magnetico.

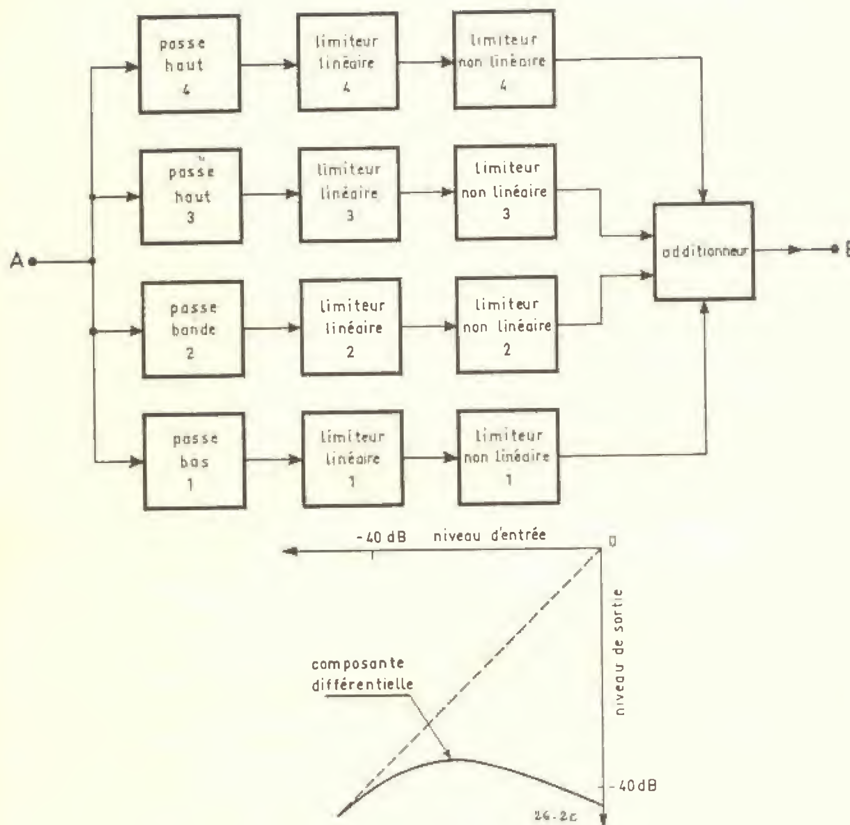


Fig. 2 - Rappresentazione grafica del complesso dei filtri e dei compressori, e rappresentazione vettoriale della relativa caratteristica di trasferimento.

loro frequenza. Ciascuno di questi filtri è seguìto da un limitatore lineare, seguìto a sua volta da un limitatore a caratteristica non lineare. Le uscite di questi ultimi quattro stadi fanno capo ad un addizionatore, che rende disponibili gli stessi segnali opportunamente elaborati in corrispondenza del punto B, dal quale proseguono per apportare il necessario effetto di correzione.

Le caratteristiche dinamiche dei quattro filtri sono le seguenti:

Prima banda = passa-basso - fino ad 80 Hz;
Seconda banda = passa-banda - da 80 Hz a 3 kHz;
Terza banda = passa-alto - da 3 a 9 kHz;
Quarta banda = passa-alto - oltre 9 kHz.

Il grafico riportato al di sotto della figura 2 chiarisce in forma vettoriale le relazioni che sussistono tra la componente differenziale ed il livello di uscita, riferito al livello di ingresso, sull'asse orizzontale del sistema cartesiano.

Dopo aver descritto per sommi capi il principio di funzionamento, l'Autore dell'articolo mette in evidenza quelli che sono i punti particolari: innanzitutto, vengono analizzati i limitatori, funzionanti con caratteristica non lineare, che seguono il compressore (limitatore lineare) in ciascuna delle quattro bande. In pratica, questo circuito limitatore consiste in alcuni diodi che tagliano in modo simmetrico le creste del segnale.

Successivamente, vengono presi in considerazione i circuiti integratori, studiati particolarmente per fornire un filtraggio ottimale del segnale rettificato, e per conseguire un tempo di responso sufficientemente rapido.

La distorsione che è possibile riscontrare nei confronti delle frequenze basse viene in tal modo mantenuta ad un livello compreso tra una frazione di percentuale al valore di 30 Hz, ed il tempo di ritorno (inferiore a 100 ms) sufficientemente breve, per cui non viene riscontrato alcun effetto di «pompaggio», anche nei casi più critici, dovuti alla presenza di segnali forti e brevi, come sono nella maggior parte dei casi i segnali transitori.

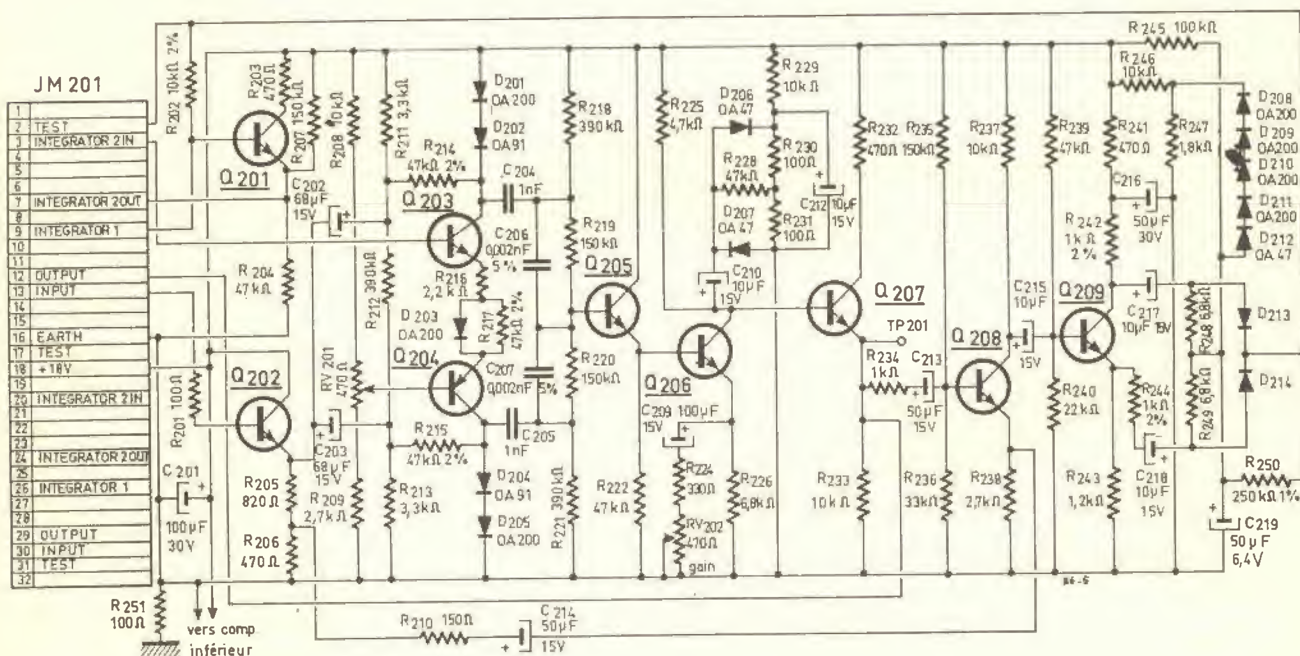


Fig. 3 - Circuito elettrico completo del modulo di compressione.

Dopo aver descritto con altrettanta ricchezza di dettagli lo schema globale del dispositivo, l'Autore si dilunga in modo assai particolareggiato sul modulo compressore, il cui schema elettrico viene qui riprodotto alla **figura 3**. Si tratta di un dispositivo costituito complessivamente da nove transistori, da tredici diodi, e da numerosi altri componenti, che ha il compito di prelevare il segnale proveniente dalle sezioni precedenti, modificandone le caratteristiche dinamiche in modo da ottenere l'effetto desiderato nel modo più opportuno.

In pratica, il compito di questa sezione consiste nel fare in modo che la resistenza dinamica di un diodo risulti funzione della corrente che lo percorre. Si tratta dei transistori Q203 e Q204, che forniscono la corrente che stabilisce l'impedenza intrinseca dei diodi; con R214 ed R215, essi costituiscono un partitore la cui attenuazione dipende dall'intensità della corrente che li percorre, per cui, quando l'ampiezza dei segnali è esigua, la distorsione dovuta alla non linearità dei diodi risulta trascurabile.

L'uscita dei compressori viene amplificata ad opera di Q205 e di Q206; il segnale passa in seguito attraverso il circuito limitatore di cresta, costituito dai diodi D206 e D207, e ritorna verso il modulo di controllo attraverso lo stadio ad accoppiamento di emettitore Q207.

L'uscita di questo stadio viene nuovamente amplificata ad opera di Q208, prima di essere applicata al circuito di rettificazione costituito da Q209.

E' interessante notare che il segnale disponibile sull'emettitore di Q202 viene applicato all'emettitore di Q208 tramite R210 e C214, il che permette di ottenere la reintegrazione del segnale differenziale nei confronti delle ampiezze elevate.

Per quanto riguarda invece i segnali ad ampiezza ridotta, essi non esercitano alcuna influenza sulle caratteristiche di attenuazione del divisore costituito dai diodi e dalle resistenze. Per quanto riguarda infine i segnali di ampiezza notevole, l'attenuazione del partitore aumenta in quanto si verifica il passaggio di una corrente più intensa attraverso i diodi D201, D202, D204 e D205.

In seguito alla rettificazione, il segnale viene applicato ai circuiti integratori propriamente detti, in modo tale che risulti possibile ottenere un tempo di responso rapido, ed un filtraggio efficace, con caratteristiche che sono sempre piuttosto difficili da conciliare tra loro.

Dopo una dettagliata documentazione grafica, e la descrizione dei diversi tipi di oscillogrammi, rilevati nei punti più salienti del circuito per metterne in evidenza il comportamento nei confronti di segnali ad ampiezza e frequenza variabili, l'Autore conclude con l'affermazione che esistono tuttora due categorie di tecnici, di cui una approva il sistema descritto, mentre l'altra è di parere contrario. Tecnicamente parlando, il risultato è comunque positivo: il guadagno che il sistema Dolby permette di ottenere nei confronti del soffio, variabile tra 10 e 15 dB, compensa indubbiamente i piccoli punti neri che possono dare adito a discussioni.

Sotto il profilo dello sfruttamento dell'idea, l'Autore si limita a raccomandare di seguire gli sviluppi, e di formarsi col tempo un'idea personale, attraverso la quale sarà più facile giudicare da un punto di vista pratico la genialità della realizzazione (725).

L'INFEDELTA' DELLA MODULAZIONE DI FREQUENZA
(Da «Stereo Review»)

Ciò che maggiormente ci ha colpiti in questo articolo è indubbiamente l'originalità del titolo, in netto contrasto con l'opinione universale che la modulazione di frequenza comporti indiscussi vantaggi rispetto alla modulazione di ampiezza, proprio per quanto riguarda la fedeltà di ricezione.

La premessa sostiene infatti che, sebbene le prerogative della trasmissione a modulazione di frequenza del suono con qualità paragonabile all'alta fedeltà non siano state completamente demolite, esse hanno però subito indubbiamente una inevitabile flessione. L'Autore richiama infatti l'attenzione del Lettore su alcuni motivi che giustificano questo peggioramento, e che non sono noti a tutti.

E' indiscutibile che, per molti americani, la qualità principale della modulazione di frequenza, ossia la possibilità di trasmettere suoni ad alta fedeltà, viene troppo raramente tradotta in pratica nelle installazioni a carattere domestico. In molti casi, la qualità dei suoni ottenibile nelle gamme di trasmissione a modulazione di frequenza è solo marginalmente migliore di quella ottenibile invece con le trasmissioni a modulazione di ampiezza.

Le emittenti vengono normalmente ricevute bene, ma nessuna di esse fornisce segnali sufficientemente chiari: la distorsione, il rumore, e le gravi limitazioni, sia per quanto riguarda il responso alla frequenza, sia per quanto riguarda la gamma dinamica, rappresentano infatti la regola anziché l'eccezione.

Per quale motivo ciò deve accadere anche oggi, che le tecniche di ricetrasmissione sono così avanzate? Sotto questo aspetto esistono numerosi motivi collegati tra loro che determinano la qualità scadente della ricezione in modulazione di frequenza.

Innanzitutto, occorre considerare che l'orecchio umano presenta una gamma dinamica di circa 120 dB, il che significa che può ricevere suoni la cui intensità varia con un rapporto di un milione. Incidentalmente, questa gamma dinamica è più ampia di quella che può essere registrata, riprodotta o trasmessa mediante le tecniche attualmente disponibili.

In pratica, la gamma dinamica compresa tra i suoni deboli e quelli forti di un segnale elettrico è limitata dall'inevitabile presenza di un certo rumore di fondo, e — verso l'estremità più elevata — dalla necessità di evitare i sovraccarichi, che provocano le ben note distorsioni di ampiezza da parte degli stadi di amplificazione.

Qualsiasi tentativo sia stato effettuato in passato per trasmettere programmi musicali con una gamma dinamica di 60 dB determina ovviamente un aumento del livello dei passaggi più deboli, ed una diminuzione del livello dei passaggi più forti, il che implica di per se stesso un peggioramento quantitativo, se non qualitativo.

Sotto questo particolare aspetto, la **figura 4** illustra in forma grafica l'effet-

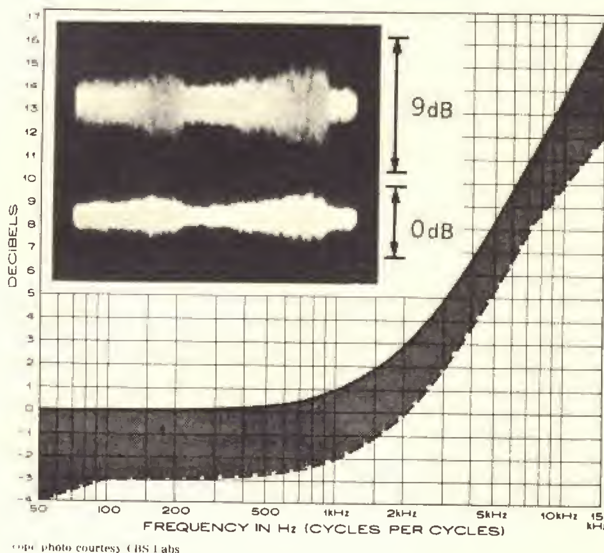


Fig. 4 - La curva di pre-enfasi nella modulazione di frequenza ed il limite ammissibile di deviazione rispetto alla curva stessa sono qui rappresentati in forma grafica, unitamente ad un oscillogramma illustrante l'effetto della pre-enfasi nei confronti di un segnale modulato.

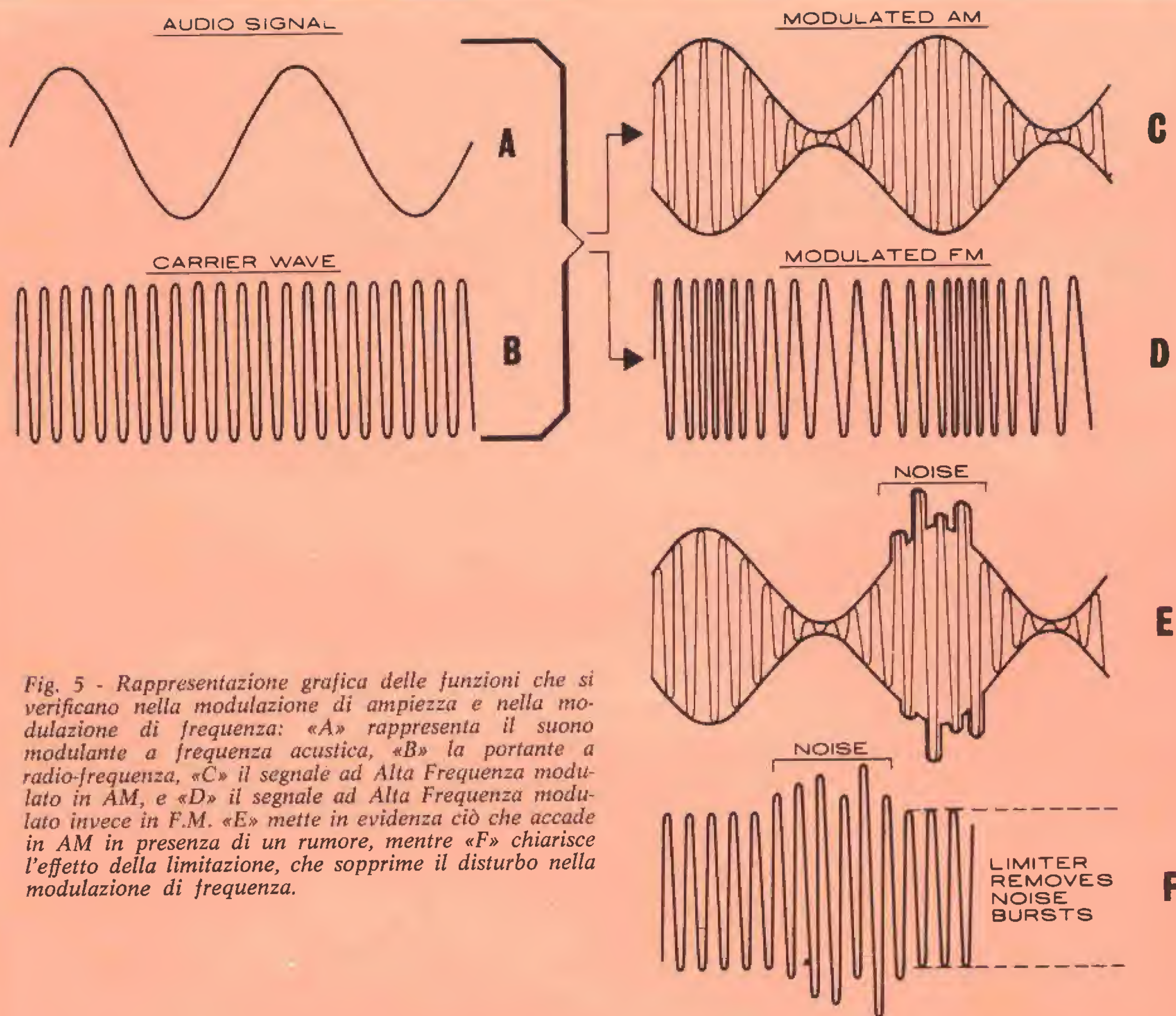


Fig. 5 - Rappresentazione grafica delle funzioni che si verificano nella modulazione di ampiezza e nella modulazione di frequenza: «A» rappresenta il suono modulante a frequenza acustica, «B» la portante a radio-frequenza, «C» il segnale ad Alta Frequenza modulato in AM, e «D» il segnale ad Alta Frequenza modulato invece in F.M. «E» mette in evidenza ciò che accade in AM in presenza di un rumore, mentre «F» chiarisce l'effetto della limitazione, che sopprime il disturbo nella modulazione di frequenza.

to della curva di pre-enfasi nella modulazione di frequenza, e chiarisce anche il limite consentito di ammissione rispetto alla curva stessa, nella zona tratteggiata del grafico.

Nell'angolo superiore sinistro del grafico, gli oscillogrammi di un segnale modulato chiariscono ciò che accade in pratica, e mettono in evidenza uno degli inconvenienti principali ai quali lo Autore si riferisce.

Ogni medaglia ha il suo rovescio, e l'inconveniente principale derivante dai procedimenti di pre-enfasi e di de-enfasi consiste nel sovraccarico nei confronti delle frequenze elevate. La sorgente di questo sovraccarico è abbastanza evidente, ed i relativi rimedi determinano un ulteriore peggioramento per quanto riguarda la fedeltà.

Supponiamo che una stazione stia trasmettendo un disco o un nastro che comprenda passaggi di notevole intensità, costituiti da suoni di tamburi e di piatti. Se il livello del segnale audio viene predisposto in modo da ottenere la massima modulazione (100%) nei confronti delle frequenze più basse, la lampada spia di controllo della sovramodulazione del trasmettitore entra indubbiamente in funzione, non appena sono presenti forti segnali a frequenza elevata, il che non costituisce una sorpresa se si ammette che il circuito di pre-enfasi del trasmettitore esalta le frequenze elevate di circa 15 dB.

La conseguenza è che il segnale trasmesso risulta modulato in frequenza con notevole eccesso rispetto a ciò che viene considerato ammissibile da parte della FCC, ed anche oltre il livello in corrispondenza del quale è possibile trasmettere o ricevere senza distorsione.

La sovramodulazione, definita col termine di «spillover», provoca interferenze nei confronti delle stazioni adiacenti, ed implica anche provvedimenti piuttosto drastici da parte della stessa FCC, i cui monitori sono costantemente in funzione per rivelare questi casi di uso abusivo delle onde radio. Di conseguenza, i tecnici prudenti devono necessariamente provvedere a limitare gli eccessi dei livelli di modulazione, correndo però il rischio di creare problemi agli effetti del rapporto tra segnale e rumore.

Il dilemma che assilla gli Enti trasmittenti in modulazione di frequenza può essere affrontato nel modo più opportuno con l'adozione di un dispositivo elettronico piuttosto sofisticato, studiato espressamente per ovviare ai problemi relativi alla pre-enfasi.

Queste apparecchiature rispondono con continuità al livello del segnale nei confronti delle frequenze elevate, prima dello stadio di pre-enfasi. Il responso nei confronti delle frequenze acustiche viene mantenuto il più possibile lineare per un programma a livello lineare che non per un programma a livello normale, ma, non appena il livello del volume ed il contenuto a frequenze acustiche elevate aumentano, entra in funzione un dispositivo automatico che provoca una corrispondente attenuazione, rimediando all'inconveniente. Anche questo provvedimento — ovviamente — costituisce un effetto di compromesso che va a scapito della qualità.

L'Autore prosegue nella sua analisi meticolosa di tutti gli inconvenienti della modulazione di frequenza, sviscerando l'argomento sia dal punto di vista

funzionale, che da quello teorico e pratico e — pur potendo essere considerato pessimista sotto un profilo generico — demolisce buona parte delle convinzioni che tutti avevano in passato per quanto riguarda la qualità elevata della modulazione di frequenza.

La **figura 5**, che riproduciamo dallo articolo, chiarisce ciò che dal punto di vista dell'ascoltatore costituisce la differenza tra la modulazione di frequenza e la modulazione di ampiezza. **A** rappresenta un segnale di modulazione a frequenza acustica, mentre **B** rappresenta l'andamento tipico della portante ad Alta Frequenza: **C** mette in evidenza le modifiche di ampiezza che la portante subisce ad opera della modulazione del tipo AM, mentre **D** mette in evidenza la netta differenza che sussiste quando invece la modulazione è del tipo FM.

La sezione **E** della figura, unitamente alla sezione **F**, rappresenta invece graficamente ciò che accade quando un rumore estraneo alla trasmissione, prevalentemente di natura atmosferica, viene sovrapposto sia alla modulazione di ampiezza (E), sia nella modulazione di frequenza (F). E' chiaro che nel primo caso il disturbo passa attraverso gli stadi successivi, ed assume a sua volta l'effetto di un segnale di modulazione, mentre, nel caso del ricevitore funzionante in modulazione di frequenza, lo stadio limitatore elimina le variazioni dell'ampiezza portante, eguagliando tutte le sinusoidi della portante stessa, e sopprimendo quindi le variazioni di ampiezza dovute al disturbo interferente.

Dopo aver riassunto in una tabella le specifiche della FCC agli effetti delle radio trasmissioni per quanto riguarda le distorsioni, il rumore, la separazione stereo, ecc., il Redattore conclude affermando che se la modulazione di frequenza deve mantenere l'importanza che ha, è indispensabile apportare alcune importanti modifiche. Gli standard qualitativi attualmente esistenti devono essere aumentati, e, nei casi in cui non esistono degli standard, la FCC deve provvedere a stabilirli.

Lo stesso Ente deve invece annullare altre regole a pratiche attualmente in vigore, allo scopo di migliorare la qualità acustica delle radio trasmissioni. La modulazione di frequenza — infine — non potrà soddisfare le sue implicite promesse, finché la qualità che da essa si spera non potrà essere considerata una cosa reale, in qualsiasi condizione di ricezione (722).

UN RICE-TRASMETTITORE PORTATILE FUNZIONANTE SULLA GAMMA 144 ÷ 146 MHz

(Da «Wireless World»)

Sebbene l'argomento del rice-trasmettitore sia piuttosto comune nella stampa tecnica, in quanto ogni Rivista ne descrive diversi esemplari, in grado di soddisfare le più svariate esigenze, dobbiamo ammettere che si tratta sempre di un argomento di attualità, nel senso che vengono sempre proposte idee nuove, che possono risultare di un certo interesse per chi si occupa di realizzazioni sperimentali, industriali o commerciali, in questo campo.

Nel caso al quale ci riferiamo, l'Autore precisa che, anziché costruire una stazione di tipo fisso, in grado però di essere eventualmente trasportata in casi eccezionali, è stata sua intenzione realizzare un'apparecchiatura veramente portatile, che potesse invece essere impiegata anche come stazione fissa.

Sotto un punto di vista generale, il ricetrasmettitore che costituisce l'oggetto della nota viene descritto unitamente alla sezione di alimentazione ed alla sezione di ricarica. Comprese le batterie, l'altoparlante, l'antenna telescopica e tut-

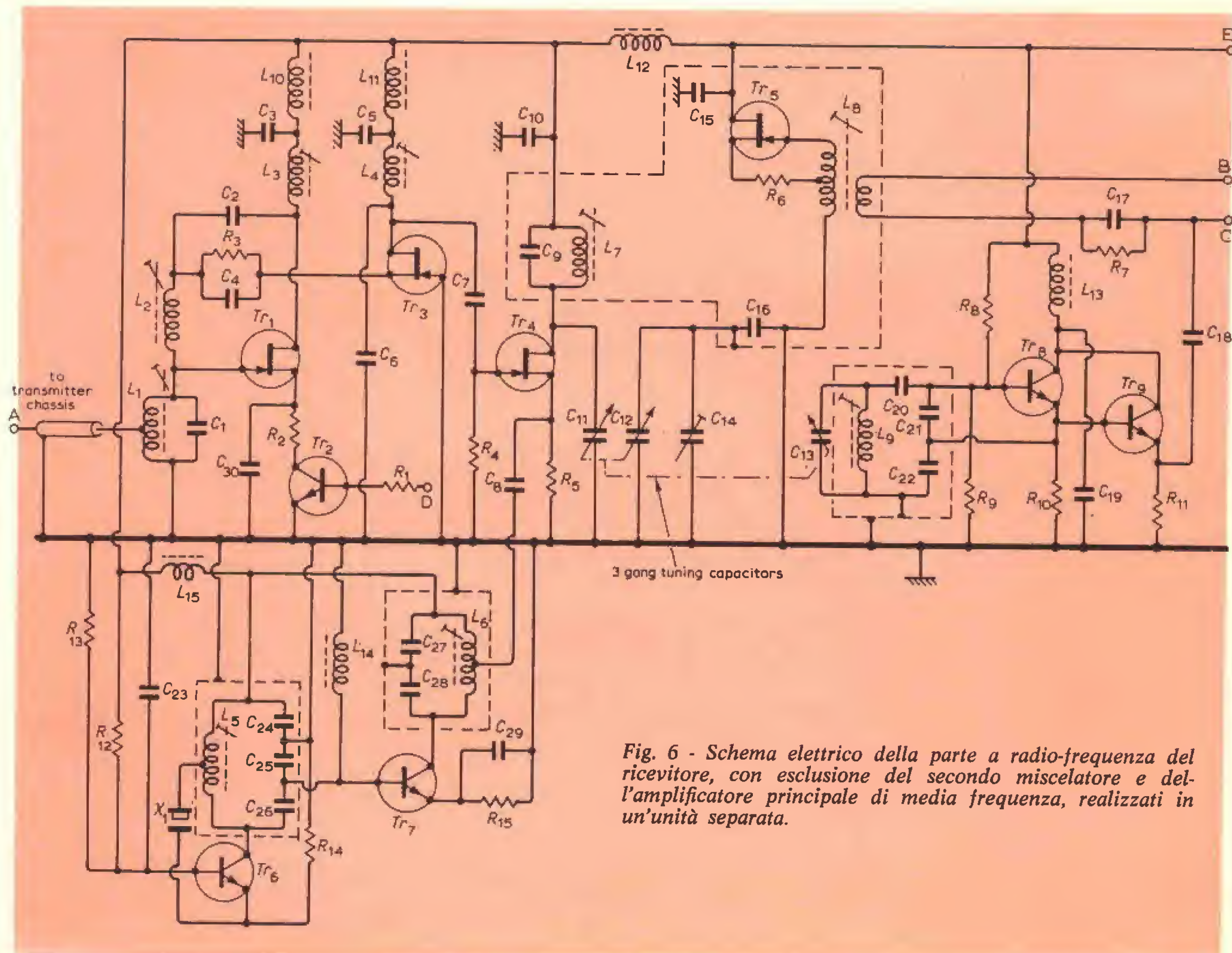


Fig. 6 - Schema elettrico della parte a radio-frequenza del ricevitore, con esclusione del secondo miscelatore e dell'amplificatore principale di media frequenza, realizzati in un'unità separata.



Fig. 7 - Fotografia illustrante il rice-trasmettitore e la relativa sezione di alimentazione e di ricarica delle batterie, a realizzazione ultimata.

ti gli accessori, le dimensioni globali ammontano a mm 150 x 110 x 60, con un peso totale di circa 1.000 g.

L'apparecchiatura comprende un ricevitore ad alta sensibilità, ed il trasmettitore irradia un segnale a modulazione di ampiezza la cui portante sviluppa una potenza di 1,5 W. Per poter «andare in aria» tutto ciò che occorre fare per lo operatore consiste nell'estrarre l'antenna a stilo, e nel mettere l'apparecchio sotto tensione.

Lo spazio disponibile sul pannello frontale è stato sfruttato nel modo più razionale possibile, ed inoltre, sebbene il circuito sia stato concepito in base agli accorgimenti tecnici più semplici, non esistono complesse operazioni di messa a punto da parte di chi usa lo impianto.

Allo scopo di ottenere un periodo di funzionamento di durata ragionevole in relazione alla capacità delle batterie, è ovviamente necessario accettare una certa limitazione nei confronti della potenza di uscita.

Le batterie usate dall'Autore hanno una capacità nominale di 900 mAh, e sono in grado di alimentare il dispositivo per un'intera giornata con normale potenza di trasmissione.

Per risparmiare energia, è stato previsto un commutatore sul pannello frontale, che riduce la potenza di uscita da 1,5 W a 400 mW, il che è più che sufficiente per contatti radio locali.

I lunghi periodi di ascolto in altoparlante, nei confronti di un canale radio inattivo, sono stati del pari eliminati con l'aggiunta di un dispositivo di «campionamento» al ricevitore, che riduce lo assorbimento di corrente alla decima parte.

Il circuito elettrico del ricetrasmettitore viene illustrato in un primo tempo con uno schema a blocchi globale, che specifica le funzioni delle varie sezioni, e anche dallo schema elettrico dettagliato di tutte le diverse sezioni, tra le quali alla **figura 6** riproduciamo la sezione funzionante a radiofrequenza, con esclusione del secondo stadio miscelatore e dell'amplificatore principale di Media Frequenza, che fanno parte di un'altra basetta.

Complessivamente, questa sezione consta di nove stadi, nei quali sono però presenti numerosi circuiti accordati che rendono forse piuttosto laboriosa la messa a punto. L'Autore precisa però che una volta eseguite le necessarie operazioni di taratura, il circuito è stato concepito in modo tale da consentire un funzionamento stabile per lunghi periodi di tempo, senza che si rendano necessari altri controlli.

Per chiarire le caratteristiche costruttive dell'impianto, e per metterne in evidenza i pregi indiscussi, soprattutto per quanto riguarda la portatilità, la **figura 7** illustra l'apparecchio completo, così come è stato realizzato dall'Autore, e mette in evidenza la scatola a sviluppo verticale, contenente tutta la sezione elettronica propriamente detta, sul cui pannello superiore sono visibili l'antenna, la manopola di regolazione, l'interruttore di accensione, e la presa per il microfono. Quest'ultimo è naturalmente

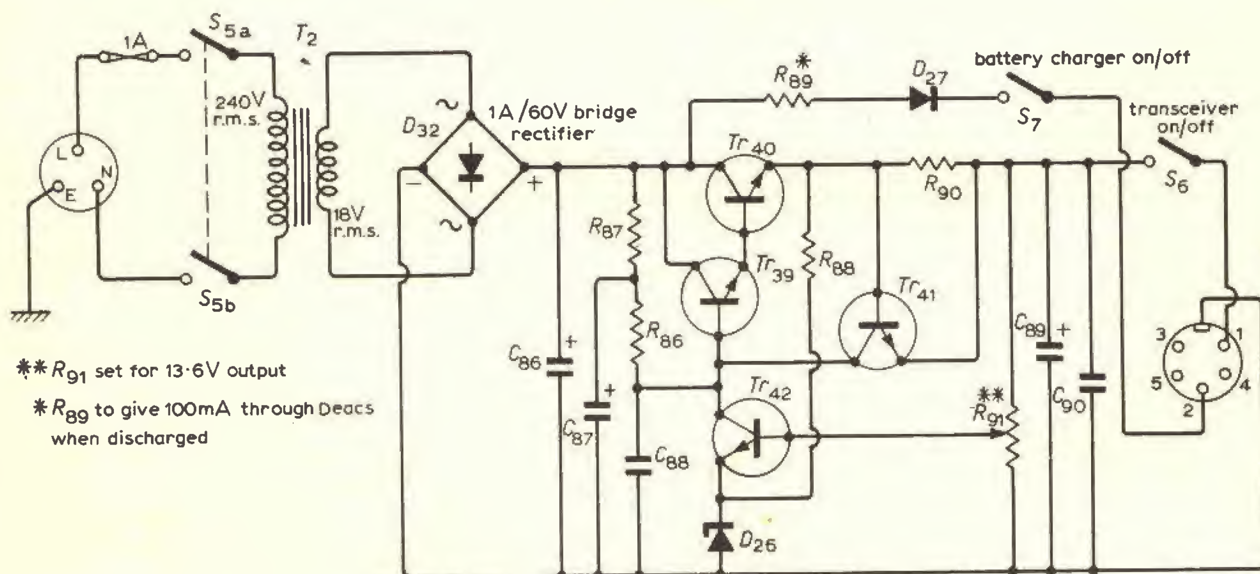


Fig. 8 - Circuito elettrico della sezione di alimentazione, comprendente anche un dispositivo di regolazione automatica della tensione, col variare della tensione alternata di rete, e dell'assorbimento da parte del carico.

provvisto di un cavo flessibile ed estensibile, il che consente di portare l'apparecchio a tracolla, mediante un'apposita cinghia, e di disporre del microfono in modo da consentire la massima funzionalità.

A parte, è illustrata invece la sezione di alimentazione contenente anche l'apparecchiatura di ricarica, munita di un raccordo flessibile per il collegamento alla apparecchiatura principale.

La **figura 8** illustra lo schema elettrico di questa sezione, consistente in un normale rettificatore, del tipo a ponte, in grado di fornire una tensione continua del valore di circa 18 Veff. La capacità C86 provvede ad un primo filtraggio, ed è seguìta da una sezione elettronica di stabilizzazione, che provvede a mantenere costante la tensione disponibile in uscita, col variare dell'assorbimento di corrente da parte del carico.

L'articolo contiene tutti i dettagli costruttivi, ed è corredato anche di numerose fotografie, che illustrano l'aspetto dell'apparecchiatura interamente montato, visibile da diversi punti, allo scopo di chiarire in forma pratica e didattica la disposizione dei diversi componenti, e la vera e propria tecnica realizzativa.

Nella conclusione, l'Autore afferma che in rapporto allo scopo che egli si era prefisso, la stazione miniaturizzata completa funzionante sui due metri si è dimostrata di notevole efficacia.

Il costruttore, identificato dalla sigla G8ENO dichiara di aver effettuato numerosi contatti radio sia in Inghilterra che nel continente europeo, impiegando un'antenna del tipo direttivo, installata sul tetto dell'edificio. Usando la sola antenna a stilo di cui l'apparecchio è munito, la portata si riduce ovviamente in modo apprezzabile, sebbene egli abbia potuto constatare la possibilità di comunicare con un analogo apparecchio, funzionante alla distanza di 75 km (724).

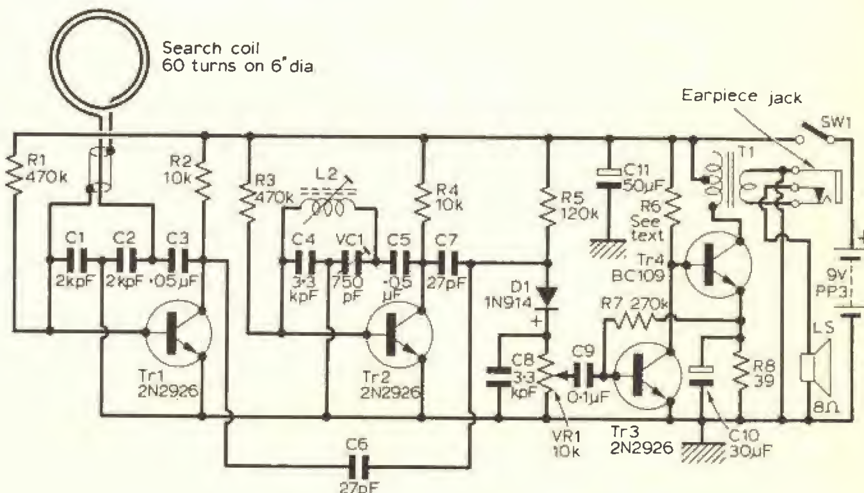


Fig. 9 - Schema elettrico completo del «cerca-tesori». Il circuito si basa sulle variazioni di induttanza della bobina, non appena essa subisce l'influenza di una massa liquida o metallica.

UN «CERCATESORI» ELETTRONICO

(Da «Pratical Wireless»)

Lo sfruttamento delle prestazioni di alcuni particolari circuiti elettronici agli effetti della ricerca di sostanze metalliche, di liquidi, ecc, non costituisce una novità nel vero senso della parola, in quanto la stampa tecnica ha in diverse riprese pubblicato la descrizione di dispositivi adatti appunto a svolgere questi tipi di ricerche.

In pratica, si tratta quasi sempre di un certo numero di stadi amplificatori collegati in cascata, all'ingresso dei quali viene predisposto un trasduttore, quasi sempre costituito da una bobina, le cui caratteristiche di induttanza, di permeabilità ecc., variano con l'approssimarsi di una massa in grado di apportare variazioni apprezzabili ai valori variabili.

I dispositivi di questo genere sono stati già realizzati in numerose versioni, ad esempio per allestire cercametalli, oppure per tradurre in pratica il cosiddetto rabdomante elettronico, tramite il quale viene facilitata la ricerca dei pozzi d'acqua, dei pozzi di petrolio, ecc., ma il «cercatesori» descritto in questa particolare occasione presenta alcune sostanziali differenze, di carattere prevalentemente funzionale, che ci sembra rendano il circuito di maggiore interesse, cosa che ci ha spinti a pubblicare la presente recensione.

Nell'articolo si fa riferimento ad una precedente analoga elaborazione, che la rivista inglese ha pubblicato nel numero di agosto dello scorso anno: a partire da quella realizzazione, l'attività di sviluppo non è cessata, per cui l'Autore sostiene di aver conseguito un notevole successo che ne ha aumentato l'entusiasmo, spingendolo ad approfondire ulteriormente l'argomento ed a perfezionare le prestazioni.

Sulla scorta delle precedenti esperienze, e tenendo presenti i commenti dei suoi lettori, egli provvede ad apportare al prototipo le seguenti modifiche:

1) Il «cercatesori» originale non era meccanicamente bilanciato. Veniva tenuto dall'estremità del manico, e — pur funzionando in modo soddisfacente — l'operatore si stancava facilmente in un lungo periodo di ricerche. Il modello che viene suggerito in questa occasione è invece bilanciato, per cui risulta assai più facile e comodo portarlo sulla zona per esplorarne la superficie, anche se la ricerca dura diverse ore, come accade nella maggiore parte dei casi.
2) Il livello del segnale di uscita era stato considerato da alcuni realizzatori troppo debole. In molti casi ciò poteva essere dovuto ad un insuffi-

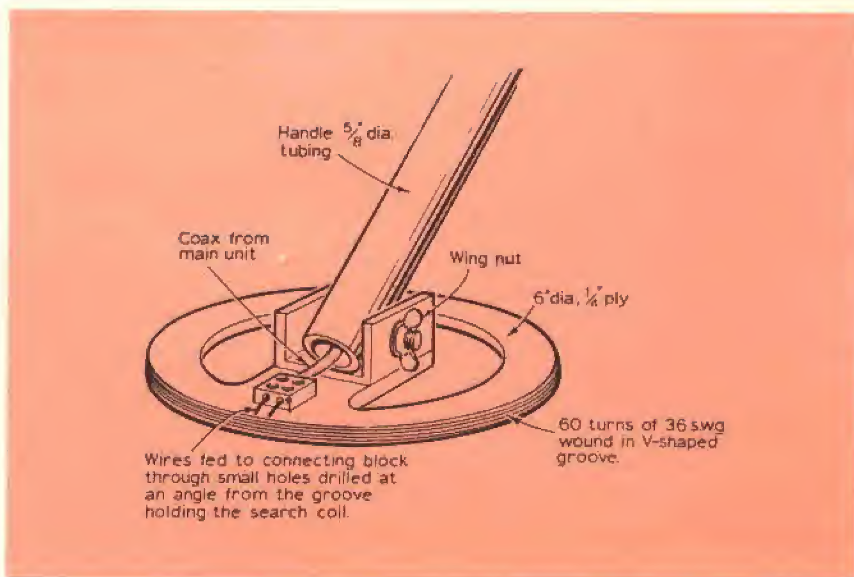


Fig. 10 - Disegno relativo alla tecnica di allestimento della bobina, e di applicazione del manico facente capo alla sezione elettronica.

Fig. 11 - *Disegno della basetta a circuiti stampati sulla quale possono essere applicati tutti i componenti della parte elettronica.*

Fig. 12 - *Questa figura chiarisce una delle possibili soluzioni per inserire i diversi componenti all'interno dell'involucro, che viene qui illustrato visto dal retro, senza il coperchio.*

Fig. 13 - *Fotografia dell'apparecchiatura a realizzazione ultimata, in base al disegno riprodotto alla figura 12.*

ciente rendimento da parte dei tipi particolari di transistori usati, ed anche sotto questo aspetto il nuovo modello presenta importanti miglioramenti.

3) La stabilità del prototipo lasciava un po' a desiderare: toccando l'involucro metallico oppure uno dei conduttori che seguiva il manico, era facile provocare variazioni nella frequenza. Ebbene, sotto il profilo della stabilità, questo secondo circuito presenta del pari notevoli progressi.
4) La tecnica realizzativa della bobina è stata modificata, in modo da rendere l'avvolgimento più rigido e stabile meccanicamente.
5) I lettori d'oltre oceano, che dovevano affrontare determinate difficoltà per reperire in commercio i componenti, possono riscontrare in questa seconda veste realizzativa una maggiore reperibilità del materiale necessario.
6) Sono stati infine applicati notevoli miglioramenti ai circuiti per la produzione delle oscillazioni.

La **figura 9** è costituita dallo schema elettrico globale del dispositivo: lo stadio TR1 è un oscillatore, la cui frequenza di funzionamento dipende ovviamente dall'induttanza della bobina sensibile, e dai valori delle capacità C1, C2 e C3. Il segnale prodotto da questo oscillatore viene fatto battere con quello prodotto dal secondo stadio oscillatore, costituito da TR2 e dai componenti associati, per cui si ottiene inevitabilmente un battimento, a frequenza acustica, che viene rivelato ad opera del diodo D1, ed amplificato da parte degli stadi TR3 e TR4. L'altoparlante LS, avente un'impedenza di 8 Ω, che può essere sostituito da una cuffia tramite l'apposita presa, attraverso la quale l'altoparlante viene automaticamente disinserito, riproduce il battimento amplificato, e ne permette l'ascolto.

Ciò premesso, è intuitivo che, una volta stabilita la frequenza di oscillazione dei due stadi TR1 TR2, la nota prodotta dal battimento e riprodotta da uno dei due trasduttori applicati in uscita subirà variazioni più o meno pronunciate, a seconda delle variazioni che l'induttanza della bobina sensibile presenta, con l'approssimarsi ad una massa metallica.

In sostanza, il principio è abbastanza comune, sebbene sussistano particolari piuttosto originali per quanto riguarda invece lo schema ed i componenti usati.

L'articolo contiene numerosi dettagli costruttivi, l'elenco completo dei componenti e dei relativi valori, e suggerisce un metodo abbastanza razionale per allestire la bobina, nel modo che viene qui illustrato alla **figura 10.** In pratica, questa bobina consiste in sessanta spire avvolte con un diametro di circa 150 mm, con l'impiego di un supporto munito di un raccordo ad «U» che — con l'aggiunta di un bullone munito di galletto — consente di fissare il manico con possibilità di inclinarlo più o meno a seconda delle esigenze, come appare appunto evidente nel disegno della citata figura 10.

Per quanto riguarda la realizzazione della parte elettronica, la **figura 11** rappresenta una basetta di materiale isolante pre-forato, sulla quale vengono installati tutti i componenti nel modo precisato, e facilmente riscontrabile grazie alla presenza delle sigle che individuano tutte le resistenze, i condensatori, i transistori ecc.

La **figura 12** rappresenta l'apparecchio montato, visto dal retro, in modo da mettere nella dovuta evidenza le reciproche posizioni della batteria di alimentazione, dell'altoparlante, della basetta recante tutti i componenti, e del potenziometro di regolazione VR1, del valore di 10.000 Ω, attraverso il quale è possibile dosare a seconda delle esigenze l'intensità del suono riprodotto dal trasduttore acustico.

La **figura 13** - infine - è una fotografia che riproduce l'aspetto dell'apparecchio così come è stato realizzato dall'Autore, e che può essere comodamente fissato sul manico del supporto di ricerca, verso l'estremità superiore, in modo da con-

sentire all'operatore di effettuare tutte le regolazioni necessarie, mano a mano che egli ne riscontra l'opportunità.

Trattandosi della seconda versione di un modello precedentemente allestito e già realizzato con successo da numerosi lettori della Rivista, è presumibile che i dati pubblicati per quanto riguarda il risultato finale siano più che attendibili: l'articolo è quindi di grande interesse per quei Lettori che hanno già provato realizzazioni del genere, e che non hanno ancora ottenuto risultati soddisfacenti.

Ciò che è più interessante, è che tutti i componenti citati sono reperibili sul mercato italiano e che quindi non esistono problemi agli effetti dell'allestimento, fatta eccezione per la tecnica realizzativa, e per la competenza che il Costruttore deve necessariamente avere per poter costruire l'apparecchio, e per eseguirne il collaudo e la messa a punto.

Occorre infine precisare, per chi volesse tentare la realizzazione senza chiedere la fotocopia intera dell'articolo, che nel disegno di figura 11 le note esplicative riportate in basso precisano quali sono i fori di fissaggio della basetta, e quali sono i punti nei quali le strisce di rame devono essere interrotte, per poter usufruire della basetta preforata con il medesimo sistema col quale normalmente si usufruisce di un circuito stampato propriamente detto (725).

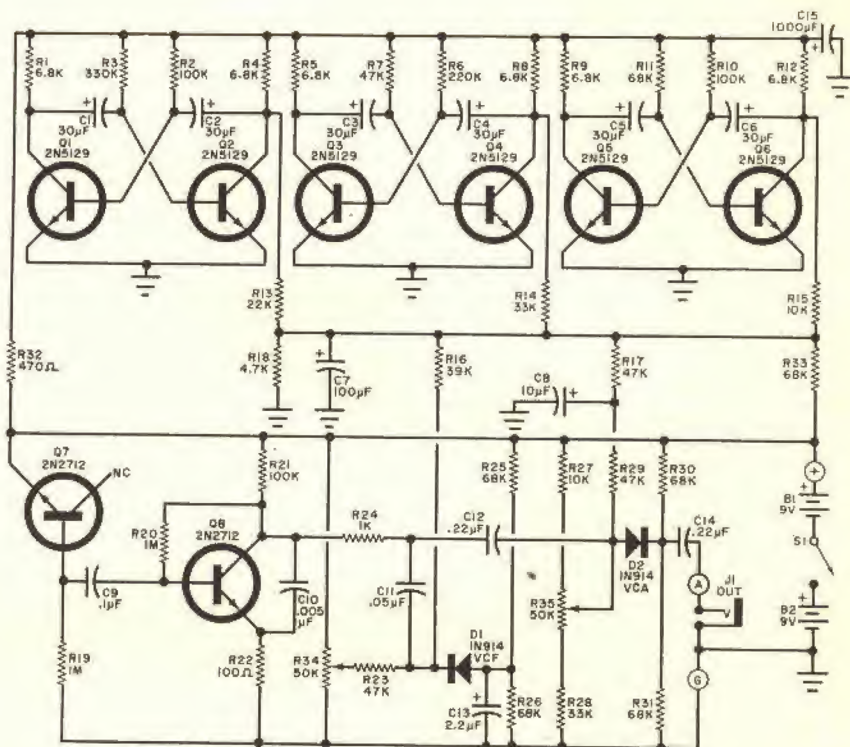


Fig. 14 - Schema elettrico completo del generatore di suoni corrispondenti a quelli delle onde del mare.

UN GENERATORE DEL SUONO DELLE ONDE DEL MARE
(da «Popular Electronics»)

Uno dei suoni naturali più rilassanti che possano essere concepiti dalla mente umana è indubbiamente quello della risacca, che viene normalmente percepito lungo le spiagge.

Ciò premesso, sappiamo tutti che per poter percepire questo suono naturale è indispensabile recarsi in una località marittima, ed ascoltare il suono delle onde che risulta indubbiamente più piacevole soltanto se sono assenti altri rumori, come ad esempio quello del traffico stradale ecc. Ebbene, non saranno certamente pochi i Lettori che resteranno sorpresi nell'apprendere come lo stesso rumore possa essere udito a piacere da chiunque lo desideri, ed in qualsiasi posizione o qualsiasi località, semplicemente mettendo in funzione il dispositivo elettronico che viene descritto nell'articolo al quale ci riferiamo.

L'apparecchiatura consiste sostanzialmente in un sistema per la produzione di suoni elettronici musicali, in grado di funzionare attraverso un amplificatore ad Alta Fedeltà di cui si disponga. Il cosiddetto «rumore bianco» viene prodotto da un transistore al silicio di tipo piuttosto economico, e viene animato da un filtro passa-basso con controllo a tensione, e da un attenuatore sotto controllo di un generatore di tensione cosiddetta «casuale».

Lo schema elettrico dell'intero dispositivo è illustrato alla **figura 14**, sebbene sia più conveniente consideralo nella sua forma a blocchi, riprodotta alla

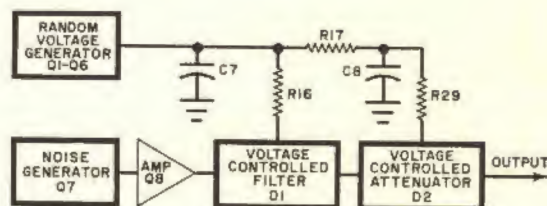


Fig. 15 - Schema a blocchi illustrante le diverse funzioni che si svolgono internamente al generatore.

figura 15, per comprenderne il funzionamento.

In questo secondo schema sono facilmente rilevabili una sorgente di rumore, un filtro passo-basso a controllo di tensione, un attenuatore, anch'esso controllato mediante una pressione variabile, ed un generatore di tensione casuale.

La sorgente di rumore (Q7) viene realizzata intorno ad una giunzione del tipo «p-n» polarizzata in senso inverso, funzionante al di sopra del suo potenziale di rottura. Il rumore ad impulsi derivante dall'effetto valanga viene amplificato dallo stadio Q8.

Le tensioni di controllo hanno origine dal generatore di tensione casuale, che consiste in tre multivibratori del tipo astabile, Q1 - Q6, funzionanti su diverse frequenze, e con differenti cicli di lavoro. Le tre uscite vengono sommate, e si manifestano ai capi di R18.

Mentre la tensione presente ai capi di R18 è in un certo senso ad andamento casuale, essa viene valutata in funzione dei diversi periodi e dei diversi cicli di lavoro dei multivibratori asta-

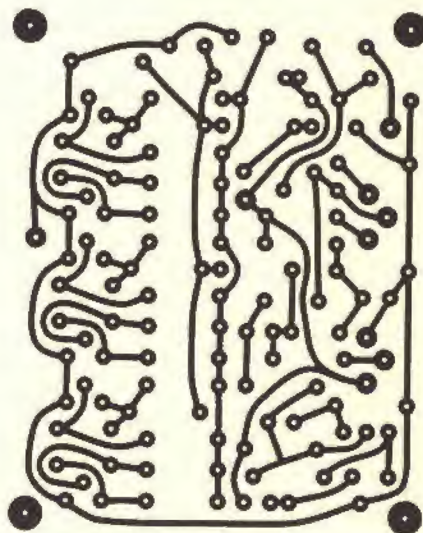


Fig. 16 - Rappresentazione delle connessioni stampate che possono essere allestite dal lato opposto a quello dei componenti, sulla basetta di supporto del circuito di figura 14.

bili, ed i valori variabili in gioco fanno sì che i suoni ascoltati attraverso l'amplificatore diano la netta impressione delle onde che si infrangono sulla costa.

L'articolo, redatto in un linguaggio assai conciso, ma non certamente in forma elusiva, contiene, oltre alla descrizione del funzionamento in tutti i suoi dettagli, anche numerosi suggerimenti per quanto riguarda la pratica realizzazione. Ad esempio, la **figura 16** rappresenta il lato delle connessioni stampate della basetta recante tutti i componenti, mentre la **figura 17** è una fotografia dell'apparecchiatura interamente montata, così come è stata realizzata dall'Autore.

La nota vienè infine conclusa con una interessante serie di consigli, sia per quanto riguarda la messa a punto ed il collaudo del circuito, sia per quanto riguarda l'impiego pratico, attraverso il quale è possibile ottenere la più ampia gamma di effetti, specie per la possibilità di variare l'intensità e la frequenza fondamentale dei suoni, dando così l'impressione di trovarsi di fronte ad un mare calmo al mattino di una giornata senza vento, oppure sulla spiaggia di un mare in un periodo di tempo che precede una violenta tempesta.

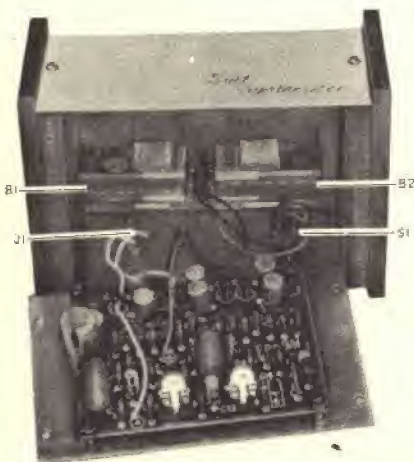


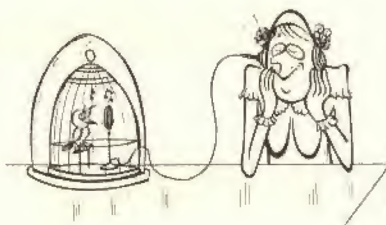
Fig. 17 - Generatore di suoni delle onde del mare. Questo apparecchio è senza dubbio di valido aiuto a coloro che si occupano della sonorizzazione dei film.

Incidentalmente, è qui opportuno precisare che lo sfruttamento dei vari sistemi di produzione del cosiddetto «rumore bianco» ha permesso questo ed altre particolari applicazioni. Tra le altre, si possono citare i suoni artificiali della batteria in un'orchestra, il rumore del vento, ecc.

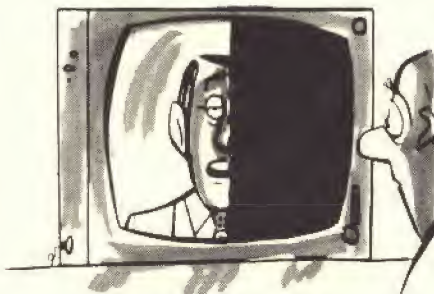
Ciò che è più interessante nell'articolo che recensiamo consiste nel fatto che, realizzando questa apparecchiatura, si dispone di uno strumento assai prezioso per chi si occupa della sonorizzazione di pellicole cinematografiche, in quanto si ha la possibilità di creare artificialmente il suono delle onde del mare, nell'eventualità che si debbano sonorizzare scene appunto lungo una spiaggia.



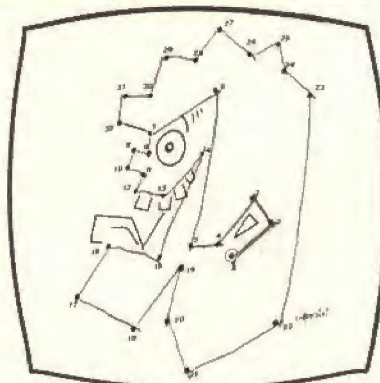
VIDEO RISATE



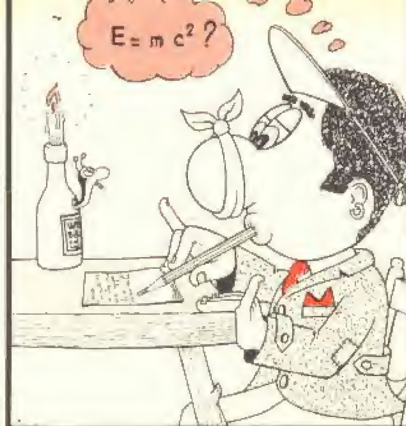
L'intenditrice.



Comunichiamo ai telespettatori che allo sciopero odierno della RAI-TV ha aderito solo la metà dei dipendenti.



Unite i punti dall'1 al 32: vedrete apparire un personaggio famoso dei teleschermi.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. MERONI G. - Milano
Transistori ad alta frequenza, di potenza

Attualmente in Italia è reperibile una vasta gamma di transistori per alta frequenza che sono in grado di erogare delle potenze di uscita fino a 100 W.

La figura 1 illustra ad esempio dei tipici contenitori di alcuni transistori AF di potenza «emitter grid» della Philips, mentre la seguente tabella si riferisce ai principali dati tecnici dell'intera gamma di transistori di potenza della Philips, che possono essere impiegati per la costruzione di trasmettitori mobili civili e militari.

Da notare che, quando è indicata, ad esempio, la potenza di 25 W, s'intende che nel fornire tale dato si è già tenuto conto della temperatura di 70 °C del radiatore, di un VSWR di 50, di una sovralimentazione e di un sovrapilotaggio dell'ordine del 20%. Ciò evidentemente evita preoccupazioni nel calcolare i parametri-limite.

Sig. FRANCISCHI N. - Zurigo
Sistema TV a colori PAL/M e stazioni di radiodiffusione

Confermiamo che attualmente in Brasile, e precisamente a Rio de Janeiro, hanno avuto inizio una serie di emissioni sperimentali di televisione a colori secondo il sistema PAL-M a 525 linee e 60 quadri al secondo.

Le caratteristiche di questo sistema sono molto vicine a quelle del sistema PAL a 625 linee. La principale differenza è dovuta al valore della frequenza della sottoportante che è stata fissata in 3,57561149 MHz, allo scopo di tenere

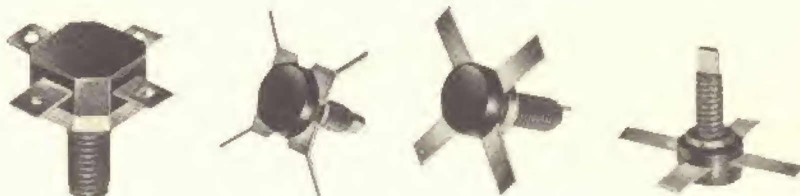


Fig. 1 - Alcuni tipici transistori ad alta frequenza della Philips del tipo emitter grid (potenze da 0,5 W a 100 W).

P uscita (W)	SSB 30 MHz	VHF 175 MHz/FM		UHF 470 MHz/FM	
	28 V	13.5 V	28 V	13.5 V	28 V
0.5				2N4427	
1.0		2N4427			
1.5			2N3866		
2.0				BLX65	
2.5			2N3553	BLX66	
3.0		2N3924		BLX67	BLX92
4.0		BFS22A	BFS23A		
6.0			2N3375		
7.0		2N3926		BLX68	BLX93
8.0	BLX 13	BLY87A	BLY91A		
12.0		2N3927			
13.0			2N3632		
15.0		BLY88A	BLY92A		
20.0				BLX69	BLX94
25.0		BLY89A	BLY93A		
40.0					BLX95
50.0	BLX 14	BLY90	BLY94		
100.0	BLX 15				

conto della larghezza di banda video del sistema M che è di 4,2 MHz.

Le altre informazioni può richiederle direttamente al seguente indirizzo: Associçao Brasileira de Emissoras de Radio e Televisao (ABERT), Avenida Mairink Viega, 6 Rio de Janeiro 12.

Le notizie circa le emissioni provenienti da Cuba può ottenerle rivolgendosi invece all'Istituto Cubano de Radiodifusion, Edificio Radiocentro, Vedado, Habana.

Sig. NAPOLITANO G. - Bari
Amplificatore con tubi EF86, EL84 e EZ80

Lo schema di figura 2 si riferisce ad un amplificatore in grado di erogare la potenza di 3 W, con l'impiego di tre tubi EF86, EL84 e EZ80.

I tre potenziometri usati hanno le seguenti funzioni: RV1 = volume, RV2 = treble, RV11 = bassi.

La figura 3 si riferisce allo stesso amplificatore quando debba essere usato in complessi stereofonici oppure debba essere preceduto da un preamplificatore.

La sensibilità dell'amplificatore è di 100 mV per un'uscita di 3 W.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

Resistori: RV1 = 500 kΩ, potenziometro logarit.; RV2 = 500 kΩ, potenziometro lineare; R3 = 10 MΩ 20%; R4, per altoparlante 15 Ω, = 82 Ω, per altoparlante 3,75 Ω = 150 Ω; 10%, R5 = 1 MΩ ad alta stabilità; R6 = 6,8 kΩ, 10%; R7 = 390 kΩ, 10%; R8 = 1 kΩ, 20%; R9 = 22 kΩ, 10%; R10 = 150 Ω, 20%; RV11 = 50 kΩ potenziometro logarit.; R12 = 3,9 kΩ, 10% 1/2 W; R13 = 560 Ω, 5%, 3 W; R14 = 1 kΩ, 20%; R15 = 560 Ω, 20%, 2 W. Dissipazione per i resistori, salvo altra indicazione 1/4 W.

Condensatori: C1 = 0.02 µF carta 150 V; C2 = 390 pF mica arg.; C3 = 0.25 µF carta 350 V; C4 = 25 µF elettrolitico 50 V; C5 = 390 pF mica arg.; C6, C9 = 50+50 µF doppio elettrolitico, 350 V; C7 = 0,1 µF carta 150 V; C8 = 25 µF elettrolitico, 50 V. La tolleranza dei condensatori a mica argentata deve essere del ± 10%.

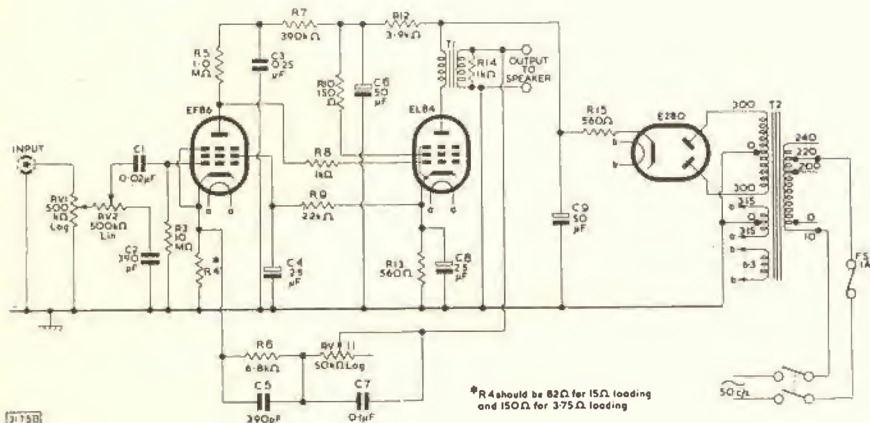


Fig. 2 - Schema elettrico di un amplificatore da 3 W con tubi elettronici EF86, EL84 e EZ80.

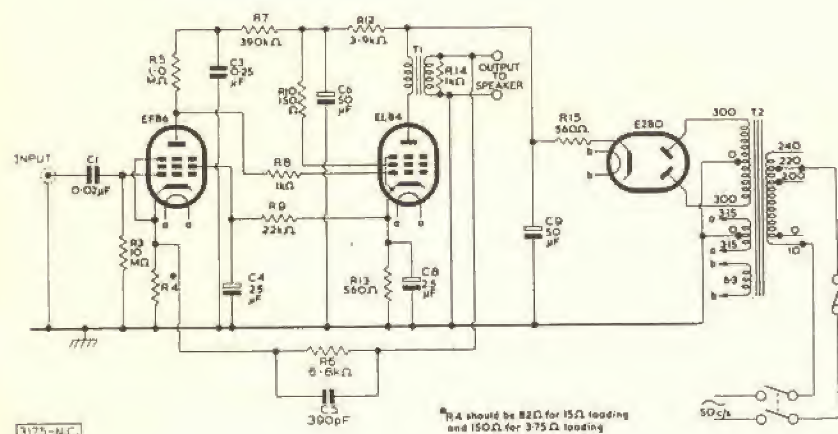


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 3 W di figura 2 nella versione per preamplificatore od impiego stereo.

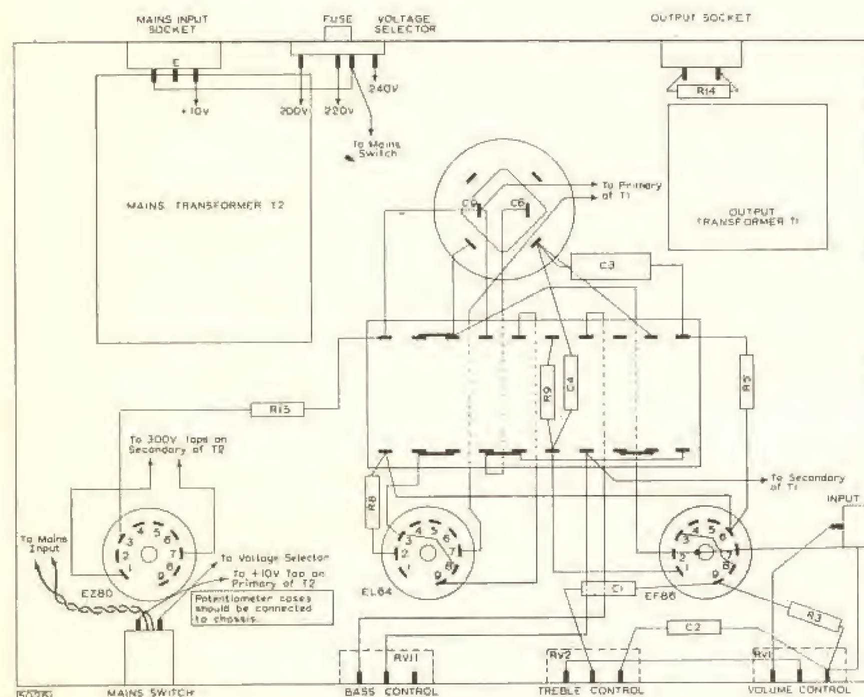


Fig. 4 - Schema di cablaggio dell'amplificatore di figura 2.

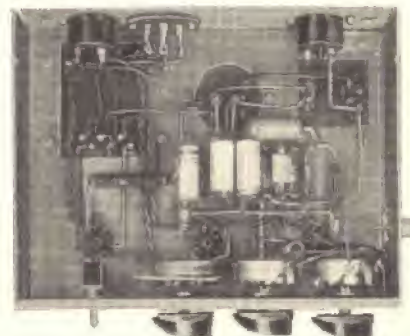


Fig. 5 - Amplificatore da 3 W di figura 2 visto completamente montato dal lato componenti.

Trasformatore di alimentazione: primario 220 V, secondario AT 300-0-300 V, 60 mA, BT 3,15-0-3,15V, 1A (per EF 86, EL84) 6,3 V 1A per EZ80.
Trasformatore di uscita: primario impendenza 5000 Ω.

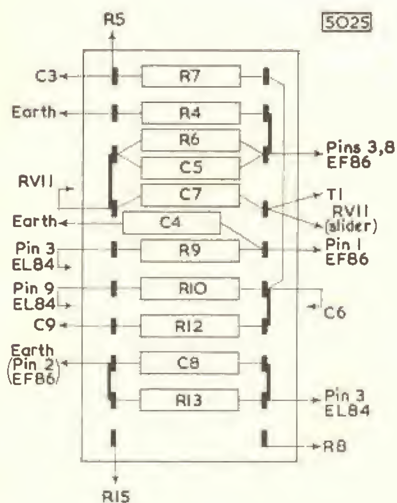


Fig. 6 - Disposizione di alcuni componenti sull'apposita piastrina.

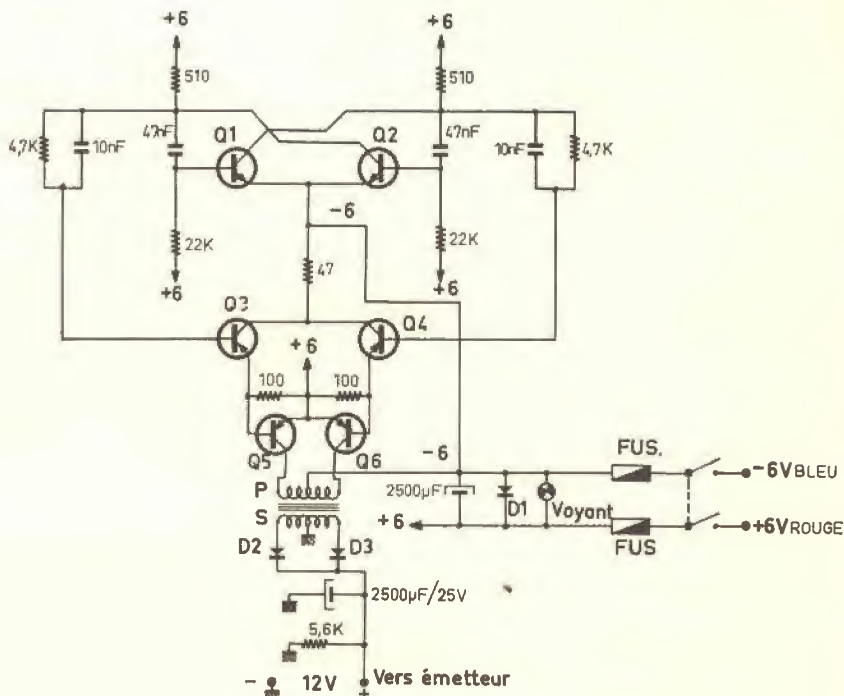


Fig. 7 - Schema elettrico di un convertitore 6/12 Vc.c. per autovetture con batteria di accumulatori a 6 Vc.c.

La figura 4 si riferisce alla disposizione dei componenti sul telaio e la figura 5 all'amplificatore montato.

Sig. SPADARI G. - Firenze
Convertitore 6/12 Vc.c.

La figura 7 si riferisce ad un convertitore 6-12 Vc.c. da impiegare nelle autovetture che sono provviste di alimentazione con batteria di accumulatori a 6 V e proposto dalla rivista francese Radio.

I transistori Q1 e Q2 costituiscono un multivibratore alimentato dalla batteria a 6 V.

I resistori da 510 Ω e 22 kΩ di base sono collegati al morsetto + 6 V. La frequenza dei segnali ottenuti è di circa 700 Hz. I transistori Q1 e Q2 sono collegati in circuito follower ai transistori Q3 e Q4 mediante i resistori da 4,7 kΩ e dai condensatori da 10 nF. Il resistore da 47 Ω serve a ridurre la dissipazione essendo il loro collettore collegato direttamente alle basi dei transistori Q5 e Q6.

Componenti: Q1 = Q2 = transistori 2N201 oppure 2N1304, 1308. Q3 = Q4 = transistori P201 oppure 2N1305, 2N 1309. Q5 = Q6 = OC26 equivalenti provvisti di dissipatore di calore. D1 = SFR251 o similare (questo diodo fa saltare il fusibile in caso di collegamento con polarità invertita).

Trasformatore = nucleo 62,5 x 75 x x 25 spessore 25 mm senza traferro.

Il primario a 5,5 V (8 spire/volt) è costituito da 44 spire avvolte con doppio avvolgimento perfettamente simmetrico. Il secondario a 12 V (9,6 spire/volt) è costituito da 115 spire anch'esse in doppio avvolgimento. Per il primario si userà filo smaltato da 10/10 e per il secondario filo smaltato da 8/10.

Sig. MARCHI L. - Roma
Beomaster 3000

La figura 8 si riferisce alla parte anteriore e a quella posteriore del sinto-amplificatore stero Beomaster 3000. Premendo il tasto relativo alla voce speaker 1 si inserisce la prima coppia di altoparlanti stereo mentre premendo il tasto speaker 2 si inserisce una coppia di altoparlanti extra.

E' possibile premere ambedue i tasti: in tal caso evidentemente si inseriscono ambedue le coppie.

Il tasto relativo al controllo automatico di frequenza deve essere usato esclusivamente per stabilizzare la frequen-

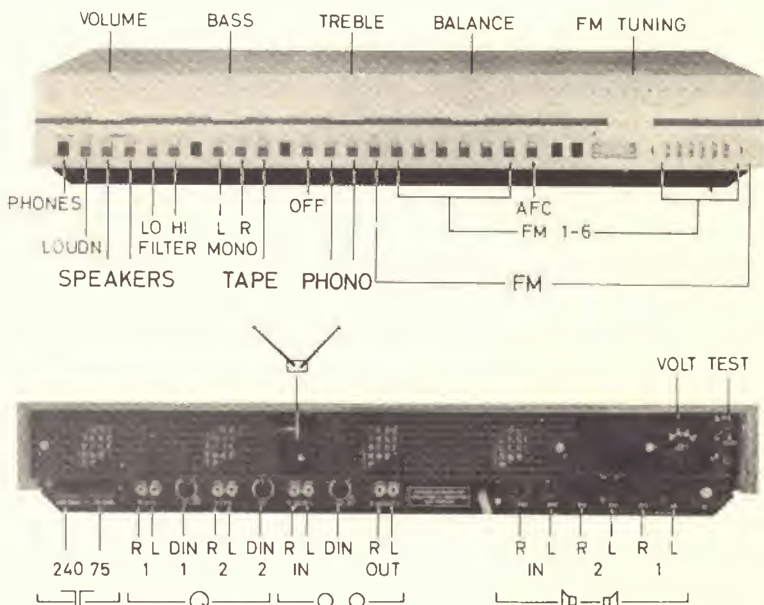


Fig. 8 - Disposizioni dei comandi anteriori e delle prese posteriori del sinto-amplificatore di elevatissime prestazioni Beomaster 3000.

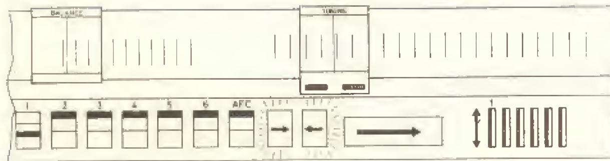


Fig. 9 - Particolare del dispositivo di sintonia del sintonizzatore Beomaster 3000.



Fig. 10 - Strumento portatile delle Officine Galileo per elettrotecnici per la misura delle tensioni alternate da 50 a 600 V, delle correnti da 0,3 a 300 A e della potenza da 0,05 a 180 kW (monofase e trifase).

za delle stazioni FM. Per sintonizzare correttamente le stazioni di questa gamma occorre utilizzare il comando regolo che è fornito di due ruotine che ne facilitano lo scorrimento.

Durante la sintonizzazione delle stazioni FM le luci rosse funzionano nel seguente modo: quando il regolo viene spostato da sinistra verso destra sulla stazione prescelta, si illuminerà prima lo indicatore di sinistra quindi quello di destra mentre se avviene la regolazione da destra verso sinistra si illuminerà prima l'indicatore di destra quindi quello di sinistra.

Per avere le condizioni di ottima sintonia i due indicatori devono essere illuminati con la stessa intensità. Contemporaneamente l'indicatore ad ago darà la misura del grado di ricezione della stazione prescelta. (figura 9).

La potenza in uscita è da ritenere di 2 x 30 W continui e di 2 x 60 W musicali, la risposta in frequenza 40 ÷ ÷ 20.000 Hz ± 1,5 dB.

Per le altre informazioni si rivolga direttamente alla sede della G.B.C. di Roma.

Sig. ROSSI M. - Milano
Misure su tensioni monofase e trifase

Un ottimo strumento portatile utile agli elettrotecnici è da ritenere il complesso portatile per misure in corrente alternata monofase e trifase delle Officine Galileo, visibile in figura 10.

Questo apparecchio permette di effettuare, con elevata precisione, le misure delle grandezze elettriche alternate monofasi e trifasi in un vasto campo di valori.

L'apparecchiatura, come mostra la figura, è costituita da quattro distinti strumenti in classe 0.5: un amperometro, un voltmetro e due wattmetri monofasi. Le scale sono del tipo a specchio con indice a coltello e pertanto consentono di effettuare letture senza errore di parallasse.

Le misure di corrente, tensione e di potenza, trascurando le indicazioni degli strumenti relative al primo terzo della scala, sono comprese rispettivamente nei seguenti campi: 0,3 ÷ 300 A; 50 ÷ 600 V; 0,05 ÷ 180 kW.

Fig. 11 - Antenna telescopica TZ12 altezza massima di 12,21 m e TZ18 altezza massima di 17,25 m adatte per impieghi saltuari.

Sig. VISENTIN N. - Venezia
Torri telescopiche per antenne

Le torri telescopiche Fracarro tipo TZ12 e TZ18 sono adatte per impieghi saltuari come dimostrazioni, fiere, collegamenti mobili fra radioamatori ma il loro uso quale installazione fissa è sconsigliato dalla stessa casa costruttrice.

Questo tipo di torri, visibili in figura 11, possono portare qualsiasi antenna VHF ad un solo piano più un'antenna UHF montata sulla sommità.

Il vento sopportabile è di 40 km/h con uso del treppiede visibile in figura, e di 100 km/h, senza treppiede ma con tre ordini di controventi.

L'altezza massima per il tipo TZ18 è di 17,25 m, peso 32 kg, per il tipo TZ12 12,21 m, peso 26 kg.

La rotazione della torre può essere effettuata con la massima facilità tramite un apposito manubrio.

La torre TZ12 è stata particolarmente studiata per essere anche impiegata con sistemazione fissa su furgoni tipo Romeo e Volkswagen come mostra la figura 12.

Sig. MESSINA N. - Palermo
Uso dell'oscilloscopio TES 0366

Per controllare il funzionamento dello oscillatore verticale dell'oscilloscopio TES 0366 occorre premere il pulsante CAL e regolare il comando Y Gain. Se non si ottiene l'esatta deviazione verticale di 2 cm indicata nelle istruzioni, con il comando Y fine al massimo, molto probabilmente qualche valvola del circuito verticale è esaurita oppure difettosa.

Occorre tenere presente che sostituendo i due tubi del suddetto circuito (V1 e V2), è necessario che gli stessi abbiano esattamente le stesse caratteristiche per ottenere un buon bilanciamento.

Il comando semifisso relativo alla calibrazione, situato nell'interno dell'oscilloscopio e contrassegnato sullo schema CAL dovrà essere ritoccato soltanto se si dispone di millivoltmetro c.c. molto preciso oppure di una sorgente di tensione estremamente esatta.

Dovendo sostituire le due valvole ECF201 (V3 e V4) è necessario effettuare il controllo della simmetria della deflessione verticale portando il comando Y Pos a coincidere la linea zero con la riga centrale del reticolo dello schermo. Quindi inviare un segnale sinusoidale qualsiasi all'ingresso dell'amplificatore verticale. La sinusoide dovrà disporsi simmetricamente rispetto allo zero. La eventuale disuguaglianza non dovrà superare il 10% entro la massima deviazione di 6 cm.

Comunque per avere migliori informazioni, le consigliamo di richiedere lo opuscolo di istruzioni direttamente alla casa costruttrice.

Sig. MUSSO A. - Torino
Circuito integrato TAD 100

A suo tempo abbiamo già dato ampie notizie circa l'impiego del circuito

integrato TAD100 per la realizzazione di un ricevitore ad onde medie e lunghe.

Come è mostrato in figura 13 il CI TAD100 comprende tutti gli elementi attivi del ricevitore esclusi i due transistori complementari di uscita che nello schema in questione sono costituiti da due transistori complementari AC127/128 in grado di erogare una potenza di uscita di 550 mW con una tensione di alimentazione di 9 V e su un carico di 15 Ω.

Le prestazioni di un ricevitore di questo genere sono analoghe a quelle fornite dai ricevitori convenzionali di alta qualità.

Il CAG di 65 dB è abbinato a delle doti di sensibilità molto elevate tenuto conto che questa si attenua soltanto di 10 dB in caso di dimezzamento della tensione di alimentazione.

La figura 14 si riferisce alle caratteristiche costruttive delle bobine che sono le seguenti:

Aereo OL - *avvolgimento a nido di ape. Filo 3 x 0,06; secondario avvolto inferiormente.* $Q_o = 70$ *a 200 kHz.*

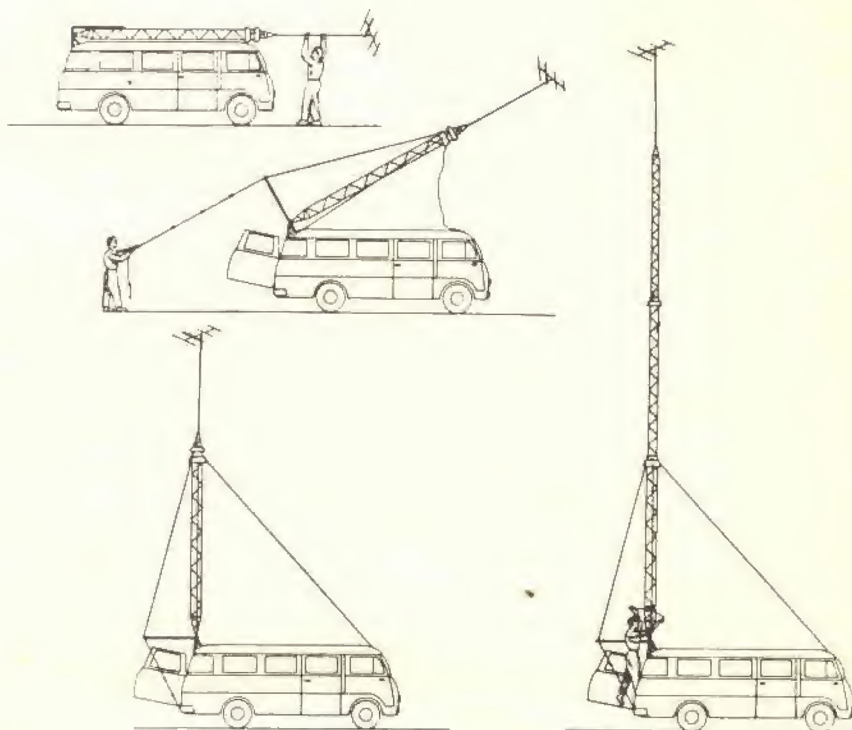


Fig. 12 - Tipico esempio di installazione fissa di un'antenna TZ12 su autofurgone.

Fig. 13 - Schema elettrico di un ricevitore OM, OL realizzato con l'impiego del circuito integrato TAD 100.

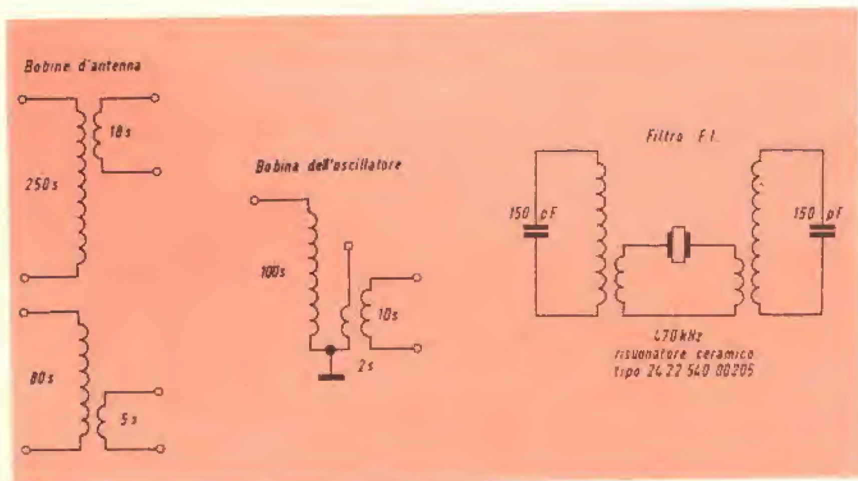


Fig. 14 - Caratteristiche costruttive delle bobine relative al ricevitore di figura 13.



Fig. 15 - Nuovi tubi indicatori della serie Pandicon planari. Le varie cifre sono formate mediante segmenti luminosi.

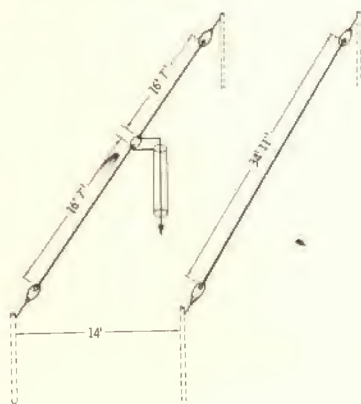


Fig. 16 - Antenna fissa a due elementi

Aereo OM - *Avvolgimento a spire affiancate: filo 3 x 0,06. Secondario avvolto intercalato alle spire del lato freddo del primario. Q_o = 150 a 1 MHz.*

Oscillatore - *Avvolgimento a nido di ape su un supporto con nucleo in ferrite avente diametro di 5,5 mm con filo 3 x 0,06 con telaio in ferrite. Q_o = 150.*

Filtro FI - *Primario 220 spire, secondario 6 spire. Risuonatore ceramico Philips tipo 2422.540.00205.*

Le caratteristiche dello stadio di uscita sono le seguenti: Tensione di alimentazione 9 V, Potenza di uscita per distorsione 10% = 550 mW, Caratteristiche di frequenza 60 Hz ÷ 10 kHz. Consumo di corrente del pilota = 5,5 mA, Consumo di corrente della sezione AF e FI = 5,5 mA.

Tabella I

Frequenza di risonanza	Segmento λ/4	Riflettore	Spaziatura 0,2 λ
3.65	64'1"	134'10"	53'11"
7.1	32'11"	70'9"	27'9"
14.1	16'7"	34'11"	14'
21.125	11'1"	23'3"	9'4"
28.25	8'3½"	17'5"	7

Sig. AJELLO F. - Napoli
Tubi indicatori

Per realizzare l'apparecchiatura che le interessa anziché usare i tubi indicatori da Lei citati le consigliamo l'impiego dei recenti pandicon planari, *visibili in figura 15.*

In questi nuovi tubi indicatori, costruiti dalla Philips, ciascuna cifra è formata tramite una opportuna combinazione di segmenti (sette in tutto), disposti tutti in un piano (planari).

Tale struttura consente pertanto di avere un angolo di lettura più grande di quello che si ottiene con i pandicon convenzionali nei quali tutte le cifre sono prefabbricate e disposte l'una sopra l'altra. Come i pandicon da Lei citati, della serie ZM1200, anche i pandicon planari sono a riempimento gassoso ed a catodo freddo.

Ovviamente, a causa della struttura planare delle decadi, il contenitore non è rotondo ma piatto e non ha piedini per gli zoccoli alle estremità in basso ed terminali flessibili disposti in basso ed in alto che permettono di montarlo direttamente sui circuiti stampati.

Il pandicon planare è compatibile inoltre con i circuiti integrati MOS/LSI e non necessita di interfaccia attiva.

La potenza di pilotaggio richiesta è molto bassa, dell'ordine di 20 mW per decade, e di conseguenza questo tubo indicatore è particolarmente adatto ad essere impiegato in apparecchiature alimentate a batteria come per l'appunto i minicalcolatori.

Attualmente la Philips dispone di tubi aventi un minimo di cinque decadi fino ad un massimo di diciassette.

Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti:

Altezza della cifra: *8 mm.*

Formazione delle cifre: *mediante sette segmenti.*

Numero delle decadi: *da cinque a diciassette.*

Numero dei simboli a sinistra delle cifre: *massimo tre.*

Interpunzioni per decimali: *in basso a destra delle cifre.*

Distanza per decadi: *nove millimetri.*

Sig. B.R. - La Spezia
Antenna a due elementi fissa

L'antenna illustrata in figura 16 è costituita da un dipolo e da un riflettore.

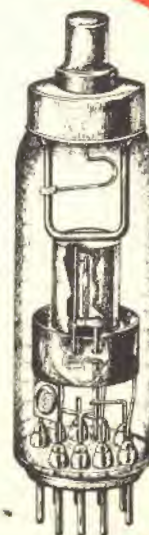
Le dimensioni illustrate in figura sono espresse in piedi e pollici e si riferiscono ad un'antenna con risonanza sulla frequenza di 14,1 kHz.

Tale antenna può però essere realizzata per tutte le gamme comprese fra i 3 MHz ed i 30 MHz. I dati relativi, sempre espressi in piedi e pollici, sono riportati nella tabella I.

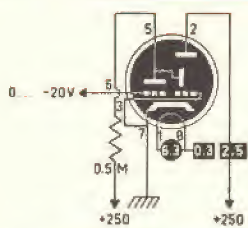
L'impedenza di questo genere di antenna è dell'ordine dei 50 Ω.

PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

ultima parte

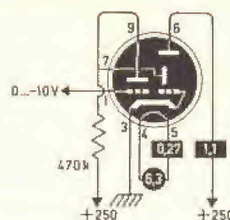


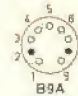
EM71



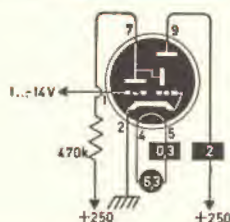


EM84a



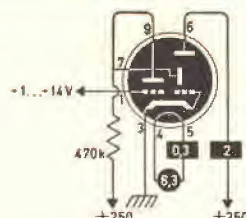


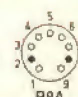
EM80



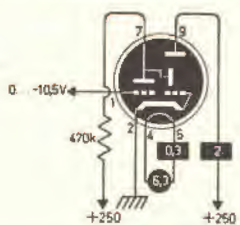


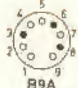
EM85



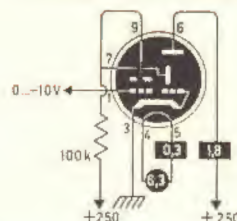


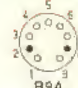
EM81



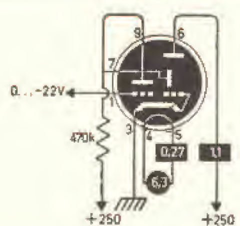


EM87



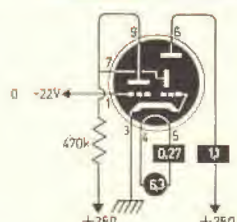


EM84



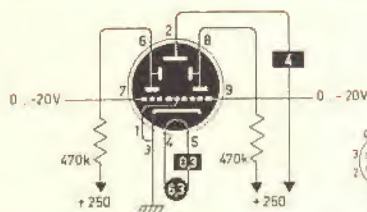


EM840

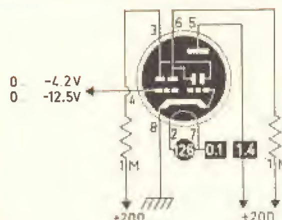




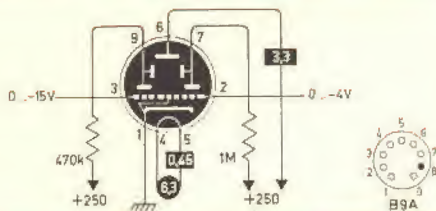
EMM801



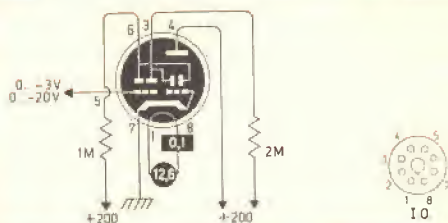
UM34



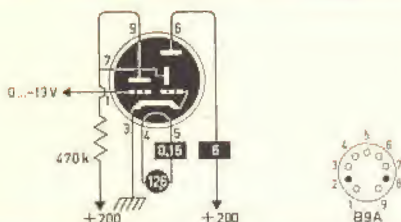
EMM803



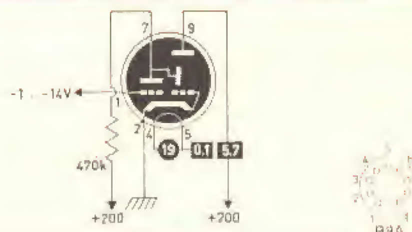
UM35



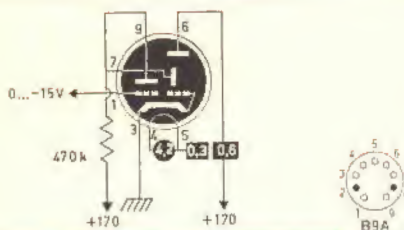
HM85



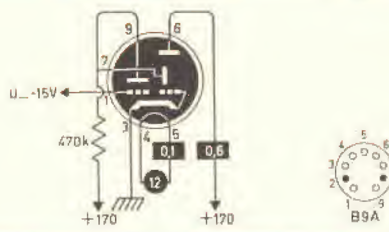
UM80



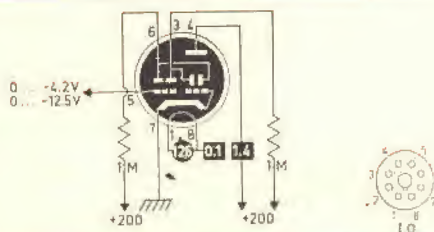
PM84



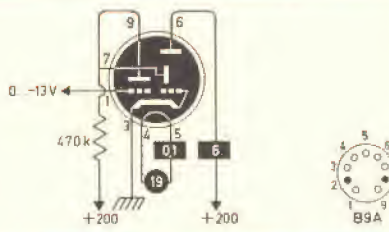
UM84



UM4



UM85



TRE MILIONI DI LIBRI SISTEMATI CON UN ELABORATORE

Il problema della Biblioteca Nazionale di Roma, assai travagliato per l'inadeguatezza dei vecchi locali, è ormai in corso di soluzione.
Uno degli aspetti fondamentali e più complessi del problema è il trasferimento e la sistemazione di tre milioni di volumi nella nuova sede. La loro sistemazione deve soddisfare contemporaneamente alcune condizioni essenziali: il migliore sfruttamento possibile dello spazio disponibile; il rispetto di certi tassativi criteri di contiguità sequenziale (secondo soggetto, autore, cronologia, ecc.); la massima flessibilità che permetta facilmente gli eventuali cambiamenti di allocazione e renda la sistemazione attuabile sia per tutti i volumi, sia per blocchi di essi.
Data l'enorme quantità di materiale da ordinare e la notevole differenza di formato e di spessore dei volumi e dei periodici, è risultata evidente l'impossibilità di definire con calcoli manuali la nuova disposizione di ogni volume. La Biblioteca Nazionale farà dunque ricorso ad un programma realizzato in collaborazione con la UNIVAC e gestito dal sistema di elaborazione UNIVAC 1106 del Centro di Documentazione della Corte Suprema di Cassazione, in collegamento con il terminale UNIVAC 9200 del Centro Elettronico della Biblioteca: il programma «SOS8» scritto in linguaggio FORTRAN.

Peerless

CASSE ACUSTICHE IN "KIT"



Tipo	Altoparl. Impiegati	Pot. Max	Impedenza	Risposta di freq.	Dimens.	Codice G.B.C.
KIT 10-2	1 Woofer 1 Tweeter	10 W	4 Ω	45 ÷ 18.000 Hz	204x340x203	AA/5492-00
KIT 20-2	1 Woofer 1 Tweeter	30 W	4 Ω	40 ÷ 20.000 Hz	255x500x230	AA/5494-00
KIT 20-3	1 Woofer 1 Mid-Range 1 Tweeter	40 W	4 Ω	40 ÷ 20.000 Hz	255x500x230	AA/5496-00
KIT 50-4	1 Woofer 1 Tweeter 1 Mid-Range	40 W	4 Ω	30 ÷ 18.000 Hz	380x670x267	AA/5498-00

DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.

il TESTER che si afferma in tutti i mercati

EuroTest

B R E V E T T A T O

MOD. TS 210   20.000 Ω/V c.c. - 4.000 Ω/V c.a.

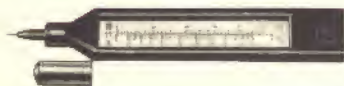
8 CAMPI DI MISURA 39 PORTATE

VOLT C.C.	6 portate:	100 mV	2 V	10 V	50 V	200 V	1000 V
VOLT C.A.	5 portate:	10 V	50 V	250 V	1000 V	2,5 kV	
AMP. C.C.	5 portate:	50 μA	0,5 mA	5 mA	50 mA	2 A	
AMP. C.A.	4 portate:	1,5 mA	15 mA	150 mA	6 A		
OHM	5 portate:	Ω x 1	Ω x 10	Ω x 100	Ω x 1 k	Ω x 10 k	
VOLT USCITA	5 portate:	10 V∼	50 V∼	250 V∼	1000 V∼	2500 V∼	
DECIBEL	5 portate:	22 dB	36 dB	50 dB	62 dB	70 dB	
CAPACITA'	4 portate:	0-50 kpF (aliment. rete) - 0-50 μF - 0-500 μF - 0-5 kμF (aliment. batteria)					

● Galvanometro antichoc contro le vibrazioni ● Galvanometro a nucleo magnetico schermato contro i campi magnetici esterni ● PROTEZIONE STATICA della bobina mobile fino a 1000 volte la sua portata di fondo scala. ● FUSIBILE DI PROTEZIONE sulle basse portate ohmmetriche ohm x 1 ohm x 10 ripristinabile ● Nuova concezione meccanica (Brevettata) del complesso jack-circuito stampato a vantaggio di una eccezionale garanzia di durata ● Grande scala con 110 mm di sviluppo ● Borsa in moplen il cui coperchio permette 2 inclinazioni di lettura (30° e 60° oltre all'orizzontale) ● Misure di ingombro ridotte 138 x 106 x 42 (borsa compresa) ● Peso g 400 ● Assemblaggio ottenuto totalmente su circuito stampato che permette facilmente la riparazione e sostituzione delle resistenze bruciate

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



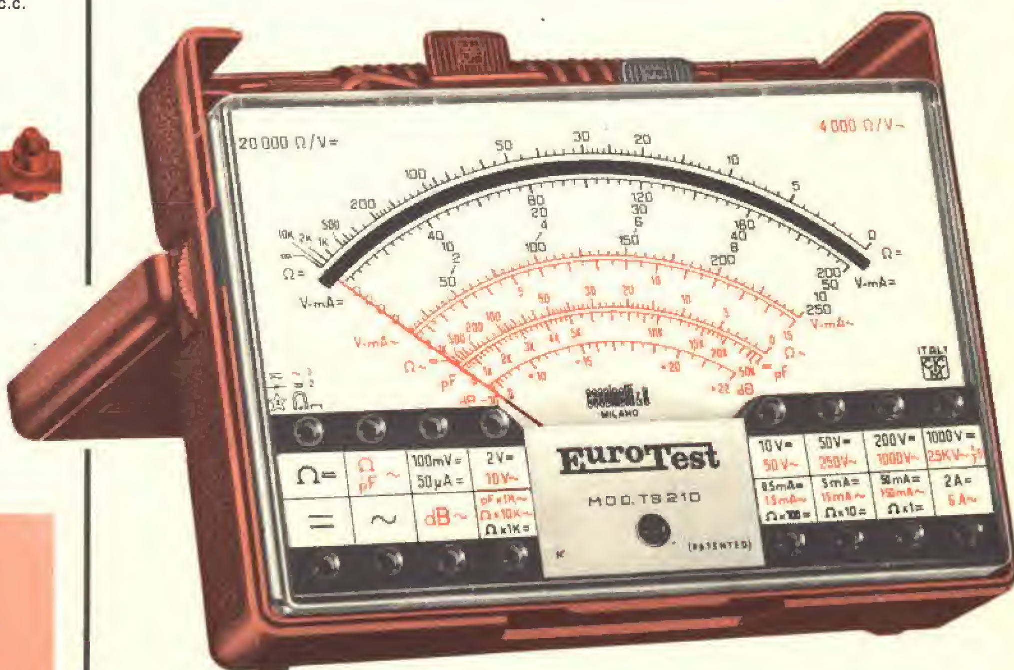
TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T-1/N Campo di misura da —25° a +250°



PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE NEI TELEVISORI, TRASMETTITORI, ecc.
Mod. VC 1/N Portata 25.000 V c.c.



DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/30, Portata 30 A c.c. -
Mod. SH/150 Portata 150 A c.c.



DEPOSITI IN ITALIA:

ANCONA - Carlo Giongo
Via Milano, 13
BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Fulvio Moglia
3ª Traversa S. Anna alle Paludi, 42/43
PADOVA - P.I. Pierluigi Righetti
Via Lazara, 8
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

una MERAVIGLIOSA realizzazione della **cassinelli & C** ITALY CICM

20151 Milano - Via Gradisca, 4 - Telefoni 30.52.41/30.52.47/30.80.783

AL SERVIZIO: **DELL'INDUSTRIA**
DEL TECNICO RADIO TV
DELL'IMPIANTISTA
DELLO STUDENTE

un tester prestigioso a sole Lire 10.900

franco nostro stabilimento

ESPORTAZIONE IN: EUROPA - MEDIO ORIENTE - ESTREMO ORIENTE - AUSTRALIA - NORD AFRICA - AMERICA



soprattutte
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court

Perché pretendere molto dalla tecnica e non dall' estetica?

Dimostrate di possedere gusto raffinato, scegliendo l'Hi-Fi Stereo Set 1000 Quadrosound. E' l'inizio di una nuova dimensione nell'Hi-Fi. Tecnica perfetta, in una veste adatta ai nostri tempi.



Quadrosound Hi-Fi Stereo-Set 1000

ELAC

Il Quadrosound ELAC Set 1000 consta di un ricevitore 1000 T completamente transistorizzato con 2 x 30 W di potenza musicale, 2 altoparlanti box LK 1000 ed inoltre 2 altoparlanti Quadrosound.
Ulteriori informazioni possono essere richieste presso tutti i migliori rivenditori.

condensatori elettrolitici





COMPACT MUSIC SYSTEM FOR TOTAL HOME STEREO ENTERTAINMENT - FM STEREO, RECORDS AND CASSETTES

HP-239:

Ecco un complesso stereo Hi-Fi SONY completo, che riunisce un sinto-amplificatore stereo, un giradischi professionale ed un registratore a cassetta in corpo unico. Il tutto è completato da due diffusori acustici di elevata qualità.

Sezione sintonizzatore

- Gamme di sintonia: FM 87,5 ÷ 108 MHz; AM 530 ÷ 1605 kHz.
- Rapporto segnale/disturbo: FM 65 dB; AM 50 dB.
- Sensibilità: 2,2 μV in FM con rapporto segnale disturbo 30 dB.

Sezione amplificatore

- Potenza d'uscita: 10 W per canale.
- Risposta in frequenza: Ingresso tape 40 Hz ÷ ÷ 40.000 Hz ± 3 dB a 1 W d'uscita.

Sezione giradischi

- Velocità: 33 1/3 e 45 g/min.
- Cartuccia ceramica.
- Puntina conica in diamante.

Altoparlanti

- Sistema: 2 vie - 2 altoparlanti.
- Impedenza: 8 Ω.
- Dimensioni: 235 x 380 x 213.
- Peso: 3 kg.

Sezione registratore

- 4 tracce stereo e 2 tracce mono in registrazione e riproduzione.
- Velocità: 4,8 cm/s.
- Risposta in frequenza: 40 ÷ 10.000 Hz.

Caratteristiche generali

- Alimentazione: 110 - 127 - 220 - 240 V/50-60 Hz.
- Dimensioni: 587 x 250 x 437.
- Peso: 15,8 kg.

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA



COMBINAZIONE 1200

- Sinto-Amplificatore stereo **Beomaster 1200**

  Potenza d'uscita: 2 x 15 W continui
  Distorsione: —1% 40 ÷ 12.500 Hz
  Ricezione delle gamme:
  FM (87,5 — 104 MHz)
  (OL 147 — 350 kHz)
  OM (520 — 1620 kHz)
  Dimensioni: 78 x 545 x 205

- Giradischi professionale **Beogram 1202**

  Risposta di freq.: 20 ÷ 20.000 Hz
  Velocità: 45, 33
  Dimensioni: 116,5 x 440 x 330

- Casse acustiche **Beovox 1800**

  Risposta di freq.: 40 ÷ 20.000 Hz
  Impedenza: 4 Ω
  Dimensioni: 200x500x240

- Prezzo imposto dei componenti singoli:

1 Beomaster	1200	L. 257.000
1 Beogram	1202	L. 148.000
2 Beovox	1800	L. 106.000
	Totale	L. 511.000

- Sconto speciale per l'acquisto dell'intera combinazione: **25%**

FET
multitest

NUOVO



Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacimetrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'hommetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

Vc.c. — 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 MΩ
— tolleranza 2% f.s.

Vc.a. — 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 MΩ, 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ...20 MHz lineare
— 20 MHz ...50 MHz ± 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe

Ohm — da 0,2 Ω a 1000 MΩ f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V

Capacimetro — da 2... 2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova ≅ 4,5 V. 35 kHz

Milliampere — da 0,05 ...100 mA
— tolleranza 2% f.s.

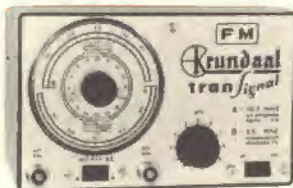
ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM
Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM
Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3........11,1 MHz
Gamma B - 5,3........5,7 MHz
Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)
— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0.5%
— Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT
Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. **Signaltracing.** Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



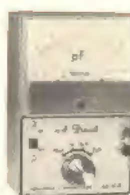
SIGNAL TRACER
Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso. 2 MΩ
Distorsione inferiore all'1% a 0.25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER
Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA
nuova versione
Misura da 2 pF a 0,1 µF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 µF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV
Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

GRATIS A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)

QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la SCUOLA RADIO ELETTRA ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE?

Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI TEORICO-PRATICI:

RADIO STEREO TV - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni (e senza aumento di spesa), i materiali necessari alla creazione di un completo laboratorio tecnico. In più, al termine del corso, potrete frequentare gratuitamente per 15 giorni i laboratori della Scuola, per un periodo di perfezionamento.

Inoltre, con la SCUOLA RADIO ELETTRA potrete seguire anche i

CORSI PROFESSIONALI:

DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE - TECNICO DI OFFICINA - LINGUE.

e il nuovissimo CORSO-NOVITÀ:

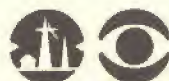
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori. Richiedetela, gratis e senza impegno, specificando il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa. Compilate, ritagliate (o ricopiatelo su cartolina postale) e spedite questo tagliando alla:



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/706
10126 Torino

dolci



706

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI ____________

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:
NOME ____________
COGNOME ____________
PROFESSIONE ____________ ETÀ ______
VIA ____________ N. ______
CITTÀ ____________
COD. POST. ____________ PROV. ______
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐ PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

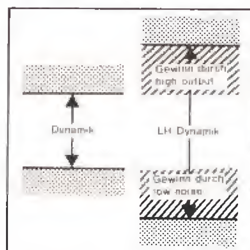


Una Cassetta che mostra i denti

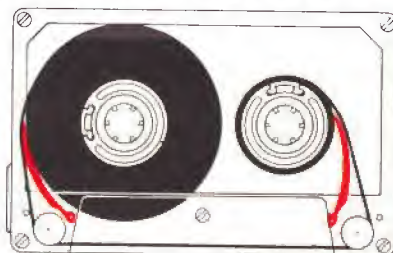
La nuova Compact Cassetta BASF LH/SM

Registrare BASF sinonimo di perfezione anche per le C 120









Il nastro LH - offre la migliore qualità d'ascolto: bassissimo rumore di fondo elevato livello di modulazione.

La speciale meccanica SM assicura l'ideale scorrimento del nastro nella cassetta. La prova più evidente: C 120 senza problemi. La meccanica speciale è indicata dal marchio «SM» sulle Compact Cassette BASF LH e Chromdioxid: C60, C90, C120.

Richiedete questo marchio ne vale la pena



SASEA
Via Rondoni, 1
20146 Milano

Registrare BASF sinonimo di perfezione

Tema: elettronica per radio TV

SIEMENS

coerenti nella qualità



■ TAA 111, TAA 121, TAA 131, TAA 141, TAA 151, TAA 151S: preamplificatori di BF a tre stadi ■ TAA 420: preamplificatore di BF a cinque stadi per registratori a cassetta ■ TAA 435, TAA 761, TAA 861: preamplificatori di BF per coppie finali in simmetria complementare ■ TAA 981: amplificatore di MF per radioricevitori AM/FM ■ TAA 991, TAA 991D: amplificatori di MF regolabili per radioricevitori AM/FM ■ TBA 120, TBA 120A: amplificatori di MF suono con demodulatore per TV ■ TBA 400: amplificatore regolabile a larga banda (fino a 170 MHz) ■ TBA 440: amplificatore di MF video per TV ■ TBA 450: decoder stereo ■ TBA 460: amplificatore di MF e BF per radioricevitori AM/FM ■ TBA 680: matrice di colore RGB ■ TBA 830: amplificatore per microfoni a cristallo ■ forniti anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione industriale ■ SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

circuiti integrati della Siemens